

①

Code multi-way multiplex radio device**Publication number:** CN1185689**Publication date:** 1998-06-24**Inventor:** YASUNO DAIISHI (JP); KAZUO NEGATANI (JP);
HIDENOBU FUKUMASA (JP)**Applicant:** FUJITSU LTD (JP)**Classification:****- international:** *H04J11/00; H04B1/707; H04J13/04; H04J11/00;
H04B1/707; H04J13/02; (IPC1-7): H04J13/00***- european:** H04B1/707**Application number:** CN19971014763 19970730**Priority number(s):** JP19960339393 19961219**Also published as:**US6009090 (A)
JP10178414 (A)**Report a data error here**

Abstract not available for CN1185689

Abstract of corresponding document: **US6009090**

A code multiplexing wireless apparatus for amplifying a code-multiplexed signal and then transmitting the amplified signal includes the following to reduce output back-off, improve the efficiency of a power amplifier and suppress broadening of the frequency spectrum: (1) a code-multiplexed signal generator for multiplying each item of transmission data by a spreading code sequence and combining spread-spectrum modulated signals to generate a code-multiplexed signal, (2) a signal-peak suppressing unit for holding the envelope of the code-multiplexed signal below a set level, and (3) a power amplifier for amplifying the code-multiplexed signal and transmitting the amplified code-multiplexed signal from an antenna.

Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

THIS PAGE BLANK (HSPTO)

[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl⁶

H04J 13/00



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 97114763.9

[43]公开日 1998 年 6 月 24 日

[11] 公开号 CN 1185689A

[22]申请日 97.7.30

[30]优先权

[32]96.12.19[33]JP[31]339393 / 96

[71]申请人 富士通株式会社

地址 日本神奈川

[72]发明人 大石泰之 长谷和男 福政英伸

浜田一 浅野贤彦

[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标
事务所

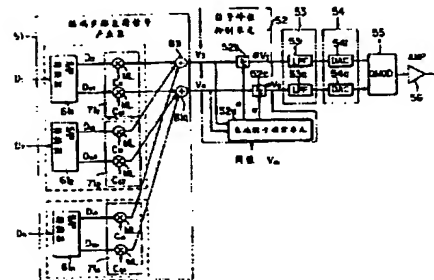
代理人 范本国

权利要求书 4 页 说明书 17 页 附图页数 21 页

[54]发明名称 编码多路复用无线装置

[57]摘要

一个放大编码多路复用信号并随后发送所放大的信号的编码多路复用无线装置，用以减少输出补偿，提高功率放大器的效率并抑制频谱拉宽，包括：(1) 把发送数据的各个项与一个扩展编码序列相乘，并且混合扩展频谱调制信号以产生一个编码多路复用信号的编码多路复用信号产生器，(2) 保持编码多路复用信号的包络低于设定电平的信号峰值抑制单元和 (3) 放大编码多路复用信号并从天线发送所放大的编码多路复用信号的功率放大器。



权 利 要 求 书

1. 一个编码多路复用无线装置，用于产生编码多路复用信号、放大编码多路复用信号并发送被放大的信号，该装置包括：

一个编码多路复用信号产生器，该产生器通过把各个发送数据与一个扩展编码相乘来进行扩展频谱调制，并且混合扩展频谱调制信号以产生一个编码多路复用信号；

一个信号峰值抑制单元，该单元保持编码多路复用信号的包络低于一个设定电平；和

一个功率放大器，该放大器放大从信号峰值抑制单元输出的编码多路复用信号并且从一个天线发送被放大的编码多路复用信号。

2. 如权利要求 1 所述的装置，其中上述设定电平是根据上述功率放大器的特征(character)来确定的。

3. 如权利要求 1 所述的装置，其中上述信号峰值抑制单元包括：

探测编码多路复用信号的包络的装置；

把包络的包络值与设定电平相比较并获得衰减因子的装置，其中该衰减因子在包络值超过设定电平的情况下把包络值降至设定电平；和

把编码多路复用信号与衰减因子相乘并输出结果的装置。

4. 如权利要求 1 所述的装置，其中上述信号峰值抑制单元包括：

存储一个函数的装置，在该函数中编码多路复用信号的包络的包络值是一个变量；

探测编码多路复用信号的包络的装置；和

把编码多路复用信号与一个函数值相乘的装置，该函数值与被探测的包络的包络值相一致。

5. 如权利要求 1 所述的装置，其中上述信号峰值抑制单元包括：

探测编码多路复用信号的包络的装置；

产生一个编码的装置，该编码与包络值和设定电平之间的差值相一致；和

通过在编码多路复用信号中增加或减去编码从而抑制编码多路复用信

号的峰值的装置。

6. 一个编码多路复用无线装置，用于产生编码多路复用信号、放大编码多路复用信号并发送被放大的信号，该装置包括：

一个编码多路复用信号产生器，该产生器通过把各个发送数据与一个扩展编码相乘来进行扩展频谱调制，并且混合扩展频谱调制信号以产生编码多路复用信号；

一个限制编码多路复用信号带宽的滤波器；

一个把上述滤波器的数字输出转换成模拟信号的 DA 转换器；

一个对上述 DA 转换器的模拟信号输出进行调制的调制器；

一个放大上述调制器的输出并从一个天线发送被放大的信号的功率放大器；和

一个在上述编码多路复用信号产生器和上述滤波器之间提供的，保持编码多路复用信号的包络低于一个设定电平的信号峰值抑制单元。

7. 如权利要求 6 所述的装置，其中上述编码多路复用信号产生器包括：

转换装置，该装置以每次一位的方式轮流分配传输数据中的每一项，从而将数据分别转换成同相分量数据和正交分量数据；

扩展频谱调制器，该调制器把同相分量的数据和正交分量的数据与扩展编码序列相乘；和

混合单元，该单元既混合由各个扩展频谱调制器输出的同相分量的扩展频谱调制信号以产生同相分量的编码多路复用信号 V_1 ，又混合由各个扩展频谱调制器输出的正交分量的扩展频谱调制信号以产生正交分量的编码多路复用信号 V_0 ，并且分别输出同相和正交分量的编码多路复用信号 V_1 ， V_0 ；

上述信号峰值抑制单元包括：

探测通过混合同相和正交分量的编码多路复用信号 V_1 ， V_0 得到的有效编码多路复用信号的包络的装置；

把包络的包络值与设定电平相比较并获得衰减因子的装置，其中该衰减因子在包络值超过设定电平的情况下把包络值降至设定电平；和

把同相和正交分量的编码多路复用信号 V_1 ， V_0 与衰减因子相乘的装置；和



包括一个正交相移键控调制器的上述调制器。

8. 如权利要求 6 所述的装置，其中上述编码多路复用信号产生器包括：

转换装置，该装置以每次一位的方式轮流分配传输数据中的每一项，从而将数据分别转换成同相分量数据和正交分量数据；

扩展频谱调制器，该调制器把同相分量的数据和正交分量的数据与扩展编码序列相乘；和

混合单元，该单元既混合由各个扩展频谱调制器输出的同相分量的扩展频谱调制信号以产生同相分量的编码多路复用信号 V_1 ，又混合由各个扩展频谱调制器输出的正交分量的扩展频谱调制信号以产生正交分量的编码多路复用信号 V_0 ，并且分别输出同相和正交分量的编码多路复用信号 V_1 ， V_0 ；

上述信号峰值抑制单元包括：

存储一个函数的装置，在该函数中编码多路复用信号的包络的包络值是一个变量；

探测通过混合同相和正交分量的编码多路复用信号 V_1 ， V_0 得到的有效编码多路复用信号的包络的装置；和

把同相和正交分量的编码多路复用信号 V_1 ， V_0 与一个函数值相乘的装置，该函数值与被探测的包络的包络值相一致；和

包括一个正交相移键控调制器的上述调制器。

9. 如权利要求 6 所述的装置，其中上述编码多路复用信号产生器包括：

转换装置，该装置以每次一位的方式轮流分配传输数据中的每一项，从而将数据转换成同相分量数据和正交分量数据；

扩展频谱调制器，该调制器把同相分量的数据和正交分量的数据与扩展编码序列相乘；和

混合单元，该单元既混合由各个扩展频谱调制器输出的同相分量的扩展频谱调制信号以产生同相分量的编码多路复用信号 V_1 ，又混合由各个扩展频谱调制器输出的正交分量的扩展频谱调制信号以产生正交分量的编码多路复用信号 V_0 ，并且分别输出同相和正交分量的编码多路复用信号 V_1 ， V_0 ；

上述信号峰值抑制单元包括：

探测通过混合同相和正交分量的编码多路复用信号 V_1 , V_0 得到的有效编码多路复用信号的包络的装置;

产生与同相和正交分量相一致的编码 C_1 , C_0 的装置, 其中同相和正交分量是探测的包络值和设定电平之间的差值; 和

通过在同相和正交分量的编码多路复用信号 V_1 , V_0 中增加或减去同相和正交分量的编码 C_1 , C_0 , 从而抑制编码多路复用信号的峰值的装置;

上述调制器包括一个正交相移键控调制器。

10. 如权利要求 6 所述的装置, 其中上述滤波器的输出的最大振幅被用作上述 DA 转换器的最大比例。

说明书

编码多路复用无线装置

本发明涉及一个编码多路复用无线装置，更具体地讲，是涉及一个产生多路复用编码信号，放大该多路复用编码信号并发送所放大的信号的编码多路复用无线装置。

使用 CDMA（码分多址）的无线寻址已被研制出来并将被用作下一代数字移动通信技术。CDMA 是一种使用扩展频谱通信的多址方法。具体地，通过编码把多个信道或用户的发送信息多路复用，并在一个诸如无线链路的发送路径上发送。

扩展频谱通信是一种调制方法，它与一般的调制方式不同。在扩展频谱通信中，调制后的信号带宽与经过调制的窄带信号相比变得很宽。通过扩展频谱通信，在收发器中进行两级调制/解调操作。

图 20 是图示扩展频谱通信中的一个发送器的操作原理的结构视图。图 20 所示的是诸如（相移键控）PSK 调制器的一个调制器 1，一个扩展电路 2，一个功率放大器 3 及一个天线 4。调制器 1 和扩展电路 2 的位置可以互换。扩展电路 2 包括一个扩展编码产生器 2a 和一个乘法器 2b，该产生器输出一个具有 ± 1 电平，诸如伪随机噪声（PN）的矩形扩展编码序列（参见图 21），而该乘法器把扩展编码与调制器 1 所调制的数字传输数据相乘。

如图 21 的所示，与由扩展编码调制的窄带调制信号的符号变换速度（PSK 调制信号的一位间隔 T ）相比，扩展编码的变换速度（即矩形波的时延 T_c ）被设定成以非常高的速率进行变换。即，保持 $T \gg T_c$ 。 T 的时延被称作“位时延”， T_c 的时延被称作“码片时延”，而它们的倒数分别被称作“位速率”和“码片速率”。 T 与 T_c 的比率（即 T/T_c ）被称作“扩展比”。

如图 22 所示，一个扩展频谱调制的信号的频谱分配呈现了正弦函数的波形。主波瓣 M_L 的带宽等于码片速率的两倍（即 $M_L = 2/T_c$ ），而边瓣 S_L 的带宽为 $1/T_c$ 。由于在进行扩展频谱调制之前的 PSK 信号是一个以位速率

1/T 调制的普通 PSK 信号，其所覆盖的带宽为 $2/T$ 。因此，如果扩展频谱调制的信号所覆盖的带宽成为主瓣带宽 ($=2/T_c$)，那么通过扩展频谱调制可以把普通 PSK-调制的信号的带宽加大 T/T_c 倍。结果，能量被散布开来。图 23 是一个说明性的，图示了通过扩展频谱调制扩大带宽的方法的视图。图 23 说明了一个窄带调制的信号 NM 和一个扩展频谱调制的信号 SM。

图 24 是一个结构性的，图示一个进行扩展频谱通信的接收器的操作原理的视图。图 24 中说明了一个天线 5，一个宽带带通滤波器 6，该滤波器只允许具有必要的频带的信号通过并阻止来自不必要频带的无线干扰，一个解扩展电路 7，一个窄带带通滤波器 8 和一个诸如 PSK 解调器的检测电路 9。解扩展电路 7 具有一个与发送端的扩展电路 2 相同的结构，并包括一个用于输出与发送端相同的矩形扩展编码序列的扩展编码产生器 7a，及一个把扩展编码与带通滤波器 6 的输出信号相乘的乘法器 7b。

通过与发送端的扩展电路类似的解扩展电路 7，发送给接收器的宽带接收信号被恢复成普通窄带调制信号。接下来通过普通类型的检测电路 9 产生一个基带波形。由解扩展电路 7 获得窄带调制信号的原因在下面描述。

如图 25 所示，让 $a(t)$ 表示发送端的窄带调制波形， $c(t)$ 表示扩展编码序列（扩展编码）而 $x(t)$ 表示发送的波形。下面就是它们之间的关系：

$$x(t) = a(t) \cdot c(t)$$

如果忽略在发送期间的衰减和噪声效应，则发送波形 $x(t)$ 完整地到达接收端。由解扩展电路 7 使用的扩展编码具有与前面提及的在发送端用于扩展频谱调制的扩展编码完全相同的波形。因此，解扩展电路 7 的输出 $y(t)$ 由下面等式给出：

$$y(t) = x(t) \cdot c(t) = a(t) \cdot c^2(t)$$

输出信号 $y(t)$ 进入带通滤波器 8。让该信号通过带通滤波器与积分该信号一样。因此带通滤波器的输出由下面等式给出：

$$\int y(t) dt = a(t) \cdot \int c^2(t) dt$$

等式右侧的积分是在时间偏移 0 时获得的自相关值。自相关值是单一 (unity) 的。因此，带通滤波器的输出是 $a(t)$ 并获得窄带调制信号。

码分多址 (CDMA) 是一种对于各个信道或用户使用不同扩展编码的通信方法，其中在各信道上发送的信息与编码相乘。图 26 是一个描述在两个

信道上 CDMA 的原理的图例。图 26 所示的是一个发送器 TR，第一和第二接收器 RV1，RV2，在发送器中 CH1 是第一信道，CH2 是第二信道，而 CMP 是一个混合单元。

CDMA 的一个重要特性是各信道使用的扩展编码的相似性。当几乎相同的扩展码被各信道使用时，信道之间出现严重的相互干扰。一个所谓的“相关值”是对信道之间发生的干扰的等级测量。相关值根据 $a(t)$ 和 $b(t)$ 这两个波形由下面的等式定义：

$$R = \int a(t) \cdot b(t) dt \quad T: \text{周期}$$

积分是在 $a(t)$ 和 $b(t)$ 的一个周期 T 上进行的。当 $a(t)$ 和 $b(t)$ 波形完全相同时 $R = 1$ ，而当波形符号相反时 $R = -1$ 。平均来说，对于某个周期，当 $a(t)$ 和 $b(t)$ 在同一特定的时间上的值没有关系时所获得的 R 值是 0。

考虑在使用 CDMA 的情况下的第一接收器 RV1，其中把两个波形 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 用作扩展编码，而波形 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 被加以混合使得相关值 R 为 0。来自第一和第二信道 CH1 和 CH2 的信号到达第一接收器 RV1。当第一接收器 RV1 使用编码 $c_1(t)$ 解扩展接收的信号时，带通滤波器 8_1 输出一个如下面等式所示的信号：

$$\int \{a_1(t) c_1(t) c_1(t) + a_2(t) c_2(t) c_1(t)\} dt$$

由于 $c_2(t)$ 和 $c_1(t)$ 之间的相关值为 0，所以该等式的 $\int \{a_2(t) c_2(t) c_1(t)\} dt$ 部分为 0。另外，由于是时间偏移为 0 的自相关值，所以 $\int c_1(t) c_1(t) dt$ 为一 (unity)。因此，第一接收器 RV1 的低通滤波器 8_1 的输出是 $a_1(t)$ 而完全没有采用 $c_2(t)$ 作为扩展编码的信号的影响。对于第二接收器 RV2 也一样。甚至在同时连接的通信信道数增加时也是这样。但是，需要使相关值对于所有混合的扩展码均为 0。

在实际的 CDMA 系统中，相互间的影响不能仅仅通过相关值来测量。其原因是发送部分并未以相同的时序（即同步方式）发送无线电波。因此，不仅比较 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 的相关值；还需在 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 任意出现时间偏移的情况下观察相关值。

因此，需要一个处理多个信道的基站或一个通过使用具有产生、放大、并发送编码多路复用信号功能的多个信道显示出高发送速率的移动站。通过对经过编码扩展的信号进行线性电平相加来实现编码多路复用，由一个

码片整形滤波器对通过电平相加所获得的编码多路复用信号进行带宽限制, 经过带宽限制的编码多路复用信号被转换成射频信号, 并且接着在发送前被功率放大器放大。

图 27 是一个说明编码多路复用和发送多个信道上的数据的现有技术 CDMA 发送器的结构的图例。如图 27 所示, 发送器包括串行/平行(S/P)转换器 11_1-11_n , 该转换器以每次一位的方式轮流分配第一到第 n 个信道上的串行数据 $D_1 \sim D_n$, 从而把数据转换成 I 分量(同相分量)数据 D_{ij} ($j=1, 2, \dots, n$) 和 Q 分量(正交分量)数据 D_{qj} ($j=1, 2, \dots, n$); 扩展电路 12_1-12_n , 该扩展电路把扩展编码 C_{ij} , C_{qj} 分别与数据 D_{ij} , D_{qj} 相乘; 一个混合器 13_i , 该混合器通过混合由各扩展电路 12_1-12_n 输出的 I-分量扩展频谱调制信号, 从而输出 I-分量编码多路复用信号 V_i ; 一个混合器 13_q , 该混合器通过混合由各扩展电路 12_1-12_n 输出的 Q-分量扩展频谱调制信号, 从而输出 Q-分量编码多路复用信号 V_q ; 码片整形滤波器 14_i , 14_q , 该滤波器分别限制编码多路复用信号 V_i , V_q 的带宽; DA 转换器 15_i , 15_q , 该转换器把滤波器 14_i , 14_q 的数字输出转换为模拟信号; 一个正交调制器 16, 该调制器对 I 和 Q 分量的编码多路复用信号 V_i , V_q 进行正交调制; 和一个功率放大器 17, 该放大器放大正交调制器的输出并让放大的信号进入天线, 图中未说明。

正交调制器 16 包括一个输出具有指定频率的载波 $\cos\omega t$ 的载波发生器 16a, 一个把载波相位偏移 90° 并输出 $-\sin\omega t$ 的 90° 移相器 16b, 一个把 DA 转换器 15_i 的输出信号与 $\cos\omega t$ 相乘的乘法器 16c, 一个把 DA 转换器 15_q 的输出信号与 $-\sin\omega t$ 相乘的乘法器 16d, 和一个混合乘法器 16c 和 16d 的输出的混合器 16e。

在 CDMA 中, 编码多路复用信号的振幅(图 27 中混合器 13_i , 13_q 的输出)是某个数量(信道数)的多路复用信息项的电平总和, 因此最大功率 P_{\max} 与多路复用的信道数量的平方成比例。更具体地, 各扩展电路的输出是 +1 或 -1, 而当 n 个信道的所有扩展电路输出 +1 时达到峰值的编码多路复用信号的最大幅度为 n 。最大功率与 n^2 成比例。平均功率 P_{mean} 与多路复用信道的数量 n 成比例。这意味着编码多路复用信号的峰值因子 ($=P_{\max}/P_{\text{mean}}$) 在多路复用信道的数量 n 较大时变得非常大。

在无线通信中, 用于通信的频带受到限制。因而, 有必要抑制由功率

放大器（图 27）中的非线性畸变所造成的频谱拉宽。更具体地，由于频谱拉宽是造成相邻信道间干扰的一个原因，所以有必要减少这种频谱拉宽。为了这种需求，需在编码多路复用信号被功率放大器放大的情况下在一个线性地区内进行操作。必须使用大的输出补偿(back-off)。但是当输出补偿增大时，会出现功率放大器的功率效率大大下降的问题。另一方面，如果输出补偿不够大，则功率放大器中的非线性畸变会造成频谱拉宽。在这种情况下会出现系统频率利用率下降的问题。

图 28 说明了一个功率放大器的 AM-AM 特征（输入功率针对(vs.)增益特征）的例子，而图 29 说明了一个功率放大器的 AM-PM 特征（输入功率针对相位特征）的例子。功率放大器的增益特征和相位特征是平坦的，并且输入/输出特征也是如此，而输入功率则是很小的。在这些条件下也没有相位旋转。但是，当输入功率超出某个电平时，增益开始下降，出现了相位迟滞并且各特征变成非线性特征。增益下降 1dB 的输出功率电平被称作“1dB 压缩电平”，而此电平与平均输出功率的差值为输出补偿 OB0。

即使输入信号的平均功率电平落在这样一个非线性放大器的线性区域中，具有最大功率电平或接近此电平的电平的信号也会为了输出补偿 OB0 和峰值因子之间平衡而超过 1dB 压缩电平，并且还会产生畸变并拉宽频谱。由于在 CDMA 发送器中的峰值因子很大，如上描述，这是一个很严重的问题。

在最大输出电平到来时，如果以不超出 1dB 压缩电平的方式，通过降低输入信号的平均功率电平从而加大了输出补偿 OB0，则不会产生畸变和频谱拉宽。但是，降低平均输出电平会造成功率放大器的功率效率的下降。

由此，在现有技术中，当通过降低输入信号的平均功率电平（因此输出补偿 OB0 很大）从而避免功率放大器中的畸变和频谱拉宽时，功率放大器的功率效率下降。相反地，如果通过提高输入信号的平均功率电平（因此输出补偿 OB0 很小）从而改进了功率放大器的功率效率，则在功率放大器中产生了畸变并拉宽了频谱。

此外，如图 27 所示，在通过数字信号处理产生编码多路复用信号的方案中需要 DA 转换器 15i 和 15q。在这样的 DA 转换器中对量化位的数量有限制，并且以能够将编码多路复用信号的最大值作为输出的方式设置最大比例。对于一个 CDMA 发送器，编码多路复用信号的峰值因子非常大。结果，

相对于一个在平均功率附近频繁出现的信号的有效位数减少了，而量化噪声则增加了。因量化而造成的恶化对频谱频率的噪声底限(noise floor)是有害的，并且是造成相邻信道间干扰的一个原因。

因而，本发明的目标是提供一个多路复用无线装置，其中功率放大器的效率可通过降低输出补偿OBO来提高，并且可以抑制频谱的拉宽。

本发明的另一个目标是提供一个多路复用无线装置，其中可以加大在平均功率附近频繁出现的信号的有效位数。

根据本发明，通过提供一个产生编码多路复用信号，放大该编码多路复用信号并发送放大的信号的多路复用无线装置来实现上述的目标，该装置包括一个把发送数据的各项与扩展编码序列相乘并且混合扩展频谱调制信号以产生一个编码多路复用信号的编码多路复用信号产生器，一个用以保持编码多路复用信号的包络低于设定电平的信号峰值抑制单元，以及一个放大编码多路复用信号并从天线发送该编码多路复用信号的功率放大器。

本发明的其它特性和优点将结合相应的图示在下面描述。

图1是图示本发明原理的模块图；

图2是说明本发明第一实施例的结构图例；

图3是说明一个衰减因子确定单元的结构图例；

图4是有助于描述衰减因子的确定的图例；

图5A，5B和5C是描述码片整形滤波器的特征的图例；

图6是说明本发明的第二实施例的结构图例；

图7是用于描述一个增益函数的图例；

图8是说明一个函数产生器的结构的图例；

图9是说明本发明的第三实施例的结构图例；

图10是说明一个编码产生器的结构的图例；

图11是用于描述编码产生的图例；

图12是有助于描述关于一个50用户多路复用信号的包络的概率密度函数的图例；

图13是有助于描述基于本发明的抑制峰值因子效应的图例；

图14是说明当三个用户被多路复用时的输出功率频谱特征的特征图；

图 15 是说明当三个用户被多路复用时相邻信道之间的泄漏功率特征的特征图;

图 16 是说明相邻信道之间的限幅电平针对泄漏功率的特征的特征图;

图 17 是说明限幅电平针对调制精确度的特征的特征图;

图 18 是有助于描述调制精确度的图例;

图 19 是说明限幅电平针对位出错率的特征的特征图;

图 20 是用于描述发送器的原理的图例;

图 21 是有助于描述传输数据和诸如伪随机噪声的扩展编码序列的瞬态波形的图例;

图 22 是有助于描述扩展频谱调制信号的频谱分布的图例;

图 23 是用于描述扩展比的图例;

图 24 是说明接收器的原理的图例;

图 25 是用于描述解扩展的图例;

图 26 是用于描述 CDMA 的原理的图例;

图 27 是说明基于现有技术的一个 CDMA 发送器的结构的图例;

图 28 是说明一个放大器的 AM-AM 特征的特征图;

图 29 是说明该放大器的 AM-PM 特征的特征图;

(A) 发明的综述

图 1 是有助于概括描述本发明的图例。

一个编码多路复用信号产生器 51 把传输数据 $D_1 \sim D_n$ 中的项与对应的扩展编码相乘, 从而对数据进行扩展频谱调制, 并且混合扩展频谱调制信号以便产生具有同相和正交分量的编码多路复用信号。信号峰值抑制单元 52 保持编码多路复用信号的包络低于一个设定的电平。滤波器 53 限制编码多路复用信号的频带。一个 DA 转换单元 54 把滤波器的数字输出转换成模拟信号。一个诸如正交相移键控(QPSK)调制器 55 的调制器, 调制 DA 转换单元 54 的输出。功率放大器 56 放大调制器 55 的输出并从一个天线发送所放大的信号。

编码多路复用信号产生器 51 包括转换装置, 扩展电路和混合器, 其中

转换装置以每次一位的方式轮流分配传输数据中的每一项，从而将数据转换成同相分量数据和正交分量数据，扩展电路把这些 I 和 Q 分量的数据与扩展编码相乘，从而对数据进行扩展频谱调制，而混合器既混合由扩展电路输出的 I 分量扩展频谱调制信号，又混合由扩展电路输出的 Q 分量扩展频谱调制信号，从而分别输出 I 和 Q 分量的编码多路复用信号 V_I 和 V_Q 。

信号峰值抑制单元 52 检测通过混合 I 和 Q 分量的编码多路复用信号 V_I 和 V_Q 得到的有效编码多路复用信号的包络，把包络值与一个设定的电平相比较，并且在包络值大于设定电平的情况下，获得一个将使包络值等于设定电平的衰减因子并把编码多路复用信号 V_I 、 V_Q 与该衰减因子相乘，从而抑制了峰值。任意地，信号峰值抑制单元 52 存储一个函数（增益），检测编码多路复用信号的包络值，并把与该包络值相一致的函数值（增益）与编码多路复用信号分量 V_I 、 V_Q 相乘，从而抑制了峰值，在该函数中编码多路复用信号的包络值是一个变量。任意地，信号峰值抑制单元 52 产生一个与包络值和一个设定值之间的差值相一致的编码，并且在编码多路复用信号分量 V_I 、 V_Q 中增加或减去该编码，从而抑制编码多路复用信号的峰值。

通过抑制编码多路复用信号的峰值可以降低峰值因子。结果，可以通过这样的安排，使得即使是在输出补偿 OBO 很小的情况下，输出信号的最大功率电平也不会超过 1 dB 的压缩电平。更具体地讲，可以改进功率放大器的效率并避免出现频谱的畸变和拉宽。

而且，滤波器 53 的最大输出振幅被定成 DA 转换单元 54 的最大比例。由于这种方案的优点是峰值因子很小，所以能够针对在平均功率附近频繁出现的信号增加有效位的数量，减少输出频谱的噪声底限(noise floor)并减少所需的 DA 转换单元的位数。

（B）第一实施例

图 2 是说明基于本发明的第一实施例的编码多路复用发送器的结构的图例。这是一个针对把本发明应用于 QPSK 扩展频谱调制的情况的实施例。

如图 2 所示，发送器包括编码多路复用信号产生器 51，该产生器把相应信道的发送数据 $D_1 \sim D_n$ 与扩展码相乘，并且混合扩展频谱调制信号以产生编码多路复用信号分量 V_I 、 V_Q ；信号峰值抑制单元 52，该单元保持编

码多路复用信号的包络低于一个设定电平；滤波器 53，该滤波器限制编码多路复用信号的频带；DA 转换单元 54，该单元把滤波器的数字输出转换成模拟信号；正交调制器（QMOD）55，该调制器调制 DA 转换单元 54 的输出；和功率放大器 56，该放大器放大正交调制器 55 的输出并接着从一个天线发送被放大的信号。

编码多路复用信号产生器 51 具有针对相应一个信道而提供的串行/并行(S/P)转换器 $61_1 \sim 61_n$ 和扩展电路 $71_1 \sim 71_n$ ，并混合分别由各个扩展电路 $71_1 \sim 71_n$ 输出的 I 和 Q 分量的扩展频谱调制信号的混合器 $81_i, 81_q$ 。可选地，S/P 转换器 $61_1 \sim 61_n$ 以每次一位的方式分别分配发送数据 $D_1 \sim D_n$ ，从而把数据转换成 I 分量(同相分量)数据 $D_{ij} (j=1, 2, \dots, n)$ 和 Q 分量(正交分量)数据 $D_{qj} (j=1, 2, \dots, n)$ ，并且该转换器把所得到的数据输入到对应的扩展电路 $71_1 \sim 71_n$ 。扩展电路 $71_1 \sim 71_n$ 均具有一个产生扩展码 C_{ij} ， $C_{qj} (j=1, 2, \dots, n)$ 的扩展编码产生器(未示出)，和一个分别把编码 C_{ij} ， C_{qj} 与数据 D_{ij} ， D_{qj} 相乘，并且输出扩展频谱调制信号的乘法器 ML。混合器 81_i 累加由对应的扩展电路 $71_1 \sim 71_n$ 输出的 I 分量扩展频谱调制信号 $D_{ij} \cdot C_{ij} (j=1, 2, \dots, n)$ ，并且输出 I 分量编码多路复用信号 $V_i [= \sum D_{ij} \cdot C_{ij} (j=1, 2, \dots, n)]$ 。混合器 81_q 累加由对应的扩展电路 $71_1 \sim 71_n$ 输出的 Q 分量扩展频谱调制信号 $D_{qj} \cdot C_{qj} (j=1, 2, \dots, n)$ ，并且输出 Q 分量编码多路复用信号 $V_q [= \sum D_{qj} \cdot C_{qj} (j=1, 2, \dots, n)]$ 。

信号峰值抑制单元 52 包括一个确定保持编码多路复用信号的包络低于设定电平的衰减因子 α 的衰减因子确定单元 52a，和把 I 分量的编码多路复用信号 V_i ，Q 分量的编码多路复用信号 V_q 与衰减因子 α 相乘的乘法器(如衰减器) 52b，52c。如图 3 所示，衰减因子确定单元 52a 包括一个探测通过混合 I 分量的编码多路复用信号 V_i 与 Q 分量的编码多路复用信号 V_q 而得到的编码多路复用信号的包络的包络传感器 52a-1，一个把包络值 $|V|$ (magnitudes of an envelop value) 与设定电平 V_{TH} 进行比较的比较器 52a-2，和一个在包络值 $|V|$ 大于设定电平 V_{TH} 的情况下，使用下述等式计算出致使包络值等于设定电平的衰减因子 α 的衰减因子计算单元 52a-3：

$$\alpha = V_{TH} / |V|$$

应当注意，在包络值等于或小于设定电平 V_{TH} 的情况下保持关系 $\alpha=1$ 。

考虑图 4 所示的 I-Q 直角坐标系。编码多路复用信号的包络 V 是一个向量, 在该向量中沿着 I 轴的分量是 V_I 而沿着 Q 轴的分量是 V_Q 。由于 V_I , V_Q 是通过累加 n 个扩展频谱调制信号(取值为+1 或-1 的瞬时值)来得到的, V_I , V_Q 的取值介于 $-n$ 到 $+n$ 之间, 并且包络 V 不断变化, 变得大于和小于设定电平 V_{TH} 。包络传感器 52a-1 根据

$$|V| = \sqrt{(V_I^2 + V_Q^2)} \quad \text{或} \quad |V|^2 = V_I^2 + V_Q^2$$

计算出包络值 $|V|$, 而比较器 52a-2 比较包络值 $|V|$ 与设定电平 V_{TH} 并且把比较结果输入到衰减因子计算单元 52a-3。如果包络值 $|V|$ 等于或小于设定电平 V_{TH} , 由于峰值抑制是不必要的, 所以衰减因子计算单元 52a-3 把 $\alpha=1$ 当作衰减因子加以输出。如果包络值 $|V|$ 大于设定电平 V_{TH} , 则衰减因子计算单元 52a-3 根据等式(1)计算出衰减因子 α , 并且把该值输入到乘法器 52b, 52c(图 2)。乘法器 52b, 52c 分别把 I 轴分量 V_I 和 Q 轴分量 V_Q 与衰减因子 α 相乘, 并且分别输出乘积 αV_I , αV_Q 。如图 4 所示, 如果 $|V| > V_{TH}$ 成立, 则包络变得等于(被裁剪到)设定电平 V_{TH} , 从而抑制了编码多路复用信号的峰值。如果 $|V| \leq V_{TH}$ 成立, 则 I 轴分量 V_I 和 Q 轴分量 V_Q 不被抑制并且照原样输出。

滤波器 53 具有码片整形滤波器 53i, 53q, 各整形滤波器均包括一个分别限制编码多路复用信号的 I 和 Q 分量的频带的数字滤波器。如图 5A 的中实线 SPC 所示, 编码多路复用信号的频谱分布具有正弦曲线的形状, 并且超出 $1/T_c$ 的频带是不必要的。相应地, 由一个具有如破折线 A 所示的频率特征的滤波器进行频带限制。在图 5A 中, 字母 B 表示一个理想滤波器的频率特征。在无线通信中, 需要使被提供给发送器和接收器的滤波器的综合特征变成象图 5A 中的破折线 A 所表示的那样。相应地, 通常采用的方法在各个码片整形滤波器 53i, 53q 中设置如图 5B 所示的根衰减(roll-off)特征 C, 并且以这样的方式分配特征, 即使得收发器的综合滤波器特征变成图 5A 或图 5C 所示的特征 A。

DA 转换单元 54 具有分别用于编码多路复用信号的 I 和 Q 分量, 把码片整形滤波器的输出转换成模拟信号, 并且把该模拟信号输入到正交调制器 55 的 DA 转换器 54i, 54q。DA 转换器 54i, 54q 的最大比例被设成码片整形滤波器 53i, 53q 的最大振幅值。

正交调制器 55 具有与图 27 中所示的结构相同的结构。为了举例，功率放大器 56 是一个非线性放大器并且具有图 28 和 29 所示的特征。

通过在信号峰值抑制单元 52 中以上述方式抑制编码多路复用信号的峰值，可以使峰值因子变小。结果，可以通过这样的安排，使得即使是在输出补偿 OBO 很小的情况下，输出信号的最大功率电平也不会超过 1 dB 的压缩电平。换言之，可以通过这样的安排，使得即使是在输入信号的平均功率电平被加大的情况下，输出信号的最大功率电平也不会超过 1 dB 的压缩电平。这样就可以提高功率放大器的效率并避免出现频谱的畸变和拉宽。而且，即使是在码片整形滤波器 53i，53q 的最大输出振幅被用作 DA 转换器 54i，54q 的最大比例的情况下，峰值因子也是很小的。结果，可以增加在平均功率附近频繁出现的信号的有效位的数量，降低输出频谱的噪声底限(noise floor)并减少所需的 DA 转换单元的位数。

(C) 第二实施例

图 6 是说明基于本发明的第二实施例的编码多路复用发送器的结构的图例。对于和图 2 所示的第一实施例中的单元相同的单元，则用类似的索引字母表示。该方案在信号峰值抑制单元 52 的结构方面与图 2 的第一实施例的方案不同。

基于第二实施例的信号峰值抑制单元 52 具有一个产生与编码多路复用信号的包络值 $|V|$ 相一致的函数值(如增益 g)的函数发生器 52d，和分别把 I 分量的编码多路复用信号 V_i ，Q 分量的编码多路复用信号 V_q 与增益 g 相乘的乘法器 52e，52f。函数发生器 52d 产生一个如图 7 中的实线所示的增益函数。该增益函数是以这样的方式被确定出来的，即在包络值 $|V|$ 大于设定电平 V_{TH} 的时候，通过把包络值 $|V|$ 与根据上述函数得到的增益 g 相乘而得到的乘积 $g \cdot |V|$ 会等于或小于设定值 V_{TH} 。

图 8 图示了函数发生器 52d 的结构。函数发生器 52d 具有一个以离散方式存储包络值 $|V|$ 与增益 g 之间的对应关系从而获得图 7 所示的函数的函数存储单元 52d-1，一个根据

$$|V| = \sqrt{(V_i^2 + V_q^2)} \text{ 或 } |V|^2 = V_i^2 + V_q^2$$

计算包络值 $|V|$ 的包络电平传感器 52d-2 和一个根据已被存储在函数存储单元 52d-1 中的函数，得到与包络电平传感器 52d-2 计算出的包络值 $|V|$ 相一

致的增益 g 的增益计算单元 52d-3。增益计算单元 52d-3 的输出是增益 g 。由于函数已被存储成离散数据, 所以通过插值法可以计算出与包络值 $|V|$ 相一致的增益 g , 并且增益 g 被输入到乘法器 52e, 52f (图 6)。

乘法器 52e, 52f 分别把 I 轴分量 V_i 和 Q 轴分量 V_q 与增益 g 相乘, 并且输出乘积 gV_i , gV_q 。

由于以上述方式确定 $g \cdot V$, 使得 $g \cdot V$ 等于或小于设定电平 V_m , 所以编码多路复用信号的峰值被信号峰值抑制单元 52 抑制了。如果 $|V| \leq V_m$ 成立, 则 I 轴分量 V_i 和 Q 轴分量 V_q 不被抑制并且基本上照原样输出。

相应地, 在第二实施例, 可以使峰值因子变小。结果, 可以通过这样的安排, 使得即使是在输出补偿 OBO 很小的情况下, 输出信号的最大功率电平也不会超过 1 dB 的压缩电平。换言之, 可以通过这样的安排, 使得即使是在输入信号的平均功率电平被加大的情况下, 输出信号的最大功率电平也不会超过 1 dB 的压缩电平。这样就可以提高功率放大器的效率并避免出现频谱的畸变和拉宽。而且, 即使是在码片整形滤波器 53i, 53q 的最大输出振幅被用作 DA 转换器 54i, 54q 的最大比例的情况下, 峰值因子也是很小的。结果, 可以增加在平均功率附近频繁出现的信号的有效位的数量, 降低输出频谱的噪声底限(noise floor)并减少所需的 DA 转换单元的位数。

前面的描述涉及一种情况, 在该情况下产生图 7 中的实线所示的增益函数。但是, 也可以通过这样的安排来产生破折线 B 所示的增益函数。

(D) 第三实施例

图 9 是说明基于本发明的第三实施例的编码多路复用发送器的结构的图例。对于和图 2 所示的第一实施例中的单元相同的单元, 则用类似的索引字母表示。该方案在信号峰值抑制单元 52 的结构方面与图 2 的第一实施例的方案不同。

基于第三实施例的信号峰值抑制单元 52 在包络试图超过设定电平时把编码多路复用信号的包络 V 保持在设定电平 V_m 上。信号峰值抑制单元 52 具有一个产生与包络值 $|V|$ 和设定电平 V_m 之间的差值相一致的编码 C_i , C_q 的编码产生器 52g, 和从 I 分量编码多路复用信号 V_i 与 Q 分量编码多路复用信号 V_q 中减去编码 C_i , C_q 的算法单元 52h, 52i。

图 10 图示了编码产生器 52g 的结构。编码产生器 52g 包括一个探测通过混合 I 分量的编码多路复用信号 V_i 与 Q 分量的编码多路复用信号 V_q 而得到的编码多路复用信号的包络的包络值 $|V|$ 的包络传感器 52g-1, 一个把包络值 $|V|$ 与设定电平 V_{TH} 进行比较的比较器 52g-2, 一个 $\cos\phi/\sin\phi$ 算法单元 52g-3, 一个在包络值 $|V|$ 大于设定电平 V_{TH} 的情况下计算 V 和 V_{TH} 的轴向分量之间的差值的振幅限值算法单元 52g-4, 和产生轴向分量的编码 C_i , C_q 的编码器 52g-5, 52g-6。

考虑图 11 所示的 I-Q 复合面。编码多路复用信号的包络 V 是一个向量, 在该向量中沿着 I 轴的分量是 V_i 而沿着 Q 轴的分量是 V_q 。由于 V_i , V_q 是通过累加 n 个扩展频谱调制信号 (取值为 +1 或 -1 的瞬时值) 来得到的, V_i , V_q 的取值介于 - n 到 + n 之间, 并且包络 V 不断变化, 变得大于和小于设定电平 V_{TH} 。包络传感器 52g-1 根据

$$|V| = \sqrt{(V_i^2 + V_q^2)} \quad \text{或} \quad |V|^2 = V_i^2 + V_q^2$$

计算出包络值 $|V|$, 而比较器 52g-2 比较包络值 $|V|$ 与设定电平 V_{TH} 并且把比较结果输入到振幅限值算法单元 52g-4。 $\cos\phi/\sin\phi$ 算法单元 52g-3 根据 V_i 和 V_q 计算出 $\cos\phi$ 和 $\sin\phi$ 并且把 $\cos\phi$ 和 $\sin\phi$ 输入到振幅限值算法单元 52g-4, 其中向量 V 的方向被用作 ϕ 。振幅限值算法单元 52g-4 根据下列等式:

$$D_i = (|V| - V_{TH}) \cos\phi = V_i - V_{TH} \cos\phi$$

$$D_q = (|V| - V_{TH}) \sin\phi = V_q - V_{TH} \sin\phi$$

计算出向量 V 和向量 V_r 之间的差值向量的轴向分量 D_i , D_q 并且输出 D_i , D_q , 其中向量 V_r 具有与向量 V 相同的方向并且具有值 V_{TH} 。编码器 52g-5, 52g-6 把 D_i , D_q 转换成与 V_i , V_q 具有同样的系统的编码 C_i , C_q 并且输出编码 C_i , C_q 。振幅限值算法单元 52g-4 在 $|V| \leq V_{TH}$ 的情况下使 D_i , D_q 为零。

算法单元 52h 从编码多路复用信号的 I 轴分量 V_i 中减去 $C_i (=D_i)$ 并输出差值, 算法单元 52i 从编码多路复用信号的 Q 轴分量 V_q 中减去 $C_q (=D_q)$ 并输出差值。结果, 如果 $|V| > V_{TH}$ 成立, 则包络值变得等于 (被限制到) V_{TH} , 从而抑制了编码多路复用信号的峰值。如果 $|V| \leq V_{TH}$ 成立, 则 I 轴分量 V_i 和 Q 轴分量 V_q 不被抑制并且照原样输出。

这样, 可以用和第一实施例中描述的方式相同的方式减小峰值因子,

并且可以得到与第一实施例相同的效应。

(E) 对基于本发明的峰值抑制效应的综述

根据本发明, 通过上述方式, 在不加大频谱的情况下可以实现峰值抑制。

(a) 峰值因子抑制效应

图 12 是有助于描述编码多路复用信号的包络的概率密度的图例。图 12 图示了在使用一个正交 Gold 编码多路复用 50 个编码(50 个信道或用户)的情况下的包络概率密度函数(PDF), 其中正交 Gold 编码具有一个数值为 64 的扩展比和一个 64 码片的编码长度。这里 A 表示 Rayleigh 分布的逻辑值, B 表示在设定电平 V_m (此后称作限制电平 V_{clip}) 为 10 V 的情况下本发明的概率密度, 并且 C 是现有技术的没有峰值抑制的概率密度。限制电平 V_{clip} 由 QPSK 信号点的振幅(包络值)指示, 该振幅在一个编码的时间上增大($prevail$), 其值为 1.0V。

可以理解基于本发明的概率密度基本上符合 Rayleigh 分布, 并且峰值 PK 被峰值抑制控制所降低。由于码片整形滤波器 53i, 53q 的输出被用作包络值, 该峰值因滤波器响应的影响而大于 10 V。但是在进行滤波之前, 峰值为 10 V 的限制值。

图 13 是图示本发明的峰值因子抑制效应的一个限制电平针对峰值因子特征图。这里指一种有三个编码(3 个信道或用户)的情况。限制电平 V_{clip} 沿着水平轴被标出, 而峰值因子 PK 则沿着垂直轴被标出。图形说明了峰值因子相对于限制电平的变化。同没有限制(限制电平 $V_{clip}=3$ V)的状态相比, 基于本发明的峰值因子的减少量在 $V_{clip}=2.5$ 时为 1.1 dB, 而在 $V_{clip}=2.0$ 时则为 1.3 dB。由此可以理解峰值因子被减少了。

(b) 在相邻信道泄漏功率方面的改进

图 14 是说明在使用一个非线性放大器放大编码多路复用信号时的输出功率频谱特征的特征图。曲线 A, B, C 和 D 是在输出补偿 OBO 分别为 4 dB, 6 dB, 8 dB 和 10 dB 时的结果。输出补偿 OBO 越大, 则边瓣 SL 越小, 并且向相邻信道的功率泄漏也就越少。

图 14 没有图示出在峰值被本发明抑制的情况下的输出功率频谱特征。但是, 由于可以通过峰值抑制来减少峰值因子, 所以能够根据本发明来增

大输入信号的平均功率并减小输出补偿 OB0。换言之，可以通过这样的安排，使得即使是在输出补偿 OB0 很小的情况下，输出信号的最大功率电平也不会超过 1 dB 的压缩电平。这样就可以提高功率放大器的效率并避免出现频谱的畸变和拉宽，从而减少了向相邻信道的功率渗漏。

在图 14 中，NF 表示噪声底限(noise floor)。如果 n 表示构成 DA 转换器 54i, 54q 的位数，则噪声底限(noise floor)电平 L_{nf} 由 $20 \cdot \log 2^n$ 给定。根据本发明，峰值因子被减少了，从而使得能够增加表示 DA 转换器中的平均输出电平的有效位的数量。结果，噪声底限(noise floor)电平 L_{nf} 被增大，并且可以减少向相邻信道的功率渗漏。

图 15 是说明当多路复用三个编码时相邻信道之间的功率渗漏特征的特征图。这里 A 表示没有限制(限制电平 $V_{clip}=3V$)时的曲线，B 表示限制电平 V_{clip} 为 2.5 V 时的曲线，而 C 表示限制电平 V_{clip} 为 2.0 V 时的曲线。输出补偿 OB0 沿着水平轴被标出，而 D/U(dB) 则沿着垂直轴被标出，其中 D/U 是主瓣功率(期望功率)和已经渗漏到相邻信道的功率(非期望功率)的比值。该比值越大，则特征越好。限制电平 V_{clip} 由 QPSK 信号点的振幅(包络值)指示，该振幅在一个编码的时间上占主要(preval)，其值为 1.0V。从图 15 中可以理解，输出补偿越大，则 D/U 越大，并且限制电平 V_{clip} 越小，则 D/U 越大。如果估测 D/U 为 45 dB，则令 V_{clip} 等于 2.5 V 将能够把输出补偿减少 0.9 dB，即从 7.4 dB 减少到 6.5 dB。这样，可以相应提高功率放大器的效率。

图 16 是说明相邻信道之间的限制电平针对渗漏功率的特征的特征图。这里输出补偿 OB0 被用作一个参数，限制电平 V_{clip} 沿着水平轴被标出，而 D/U(dB) 则沿着垂直轴被标出。曲线 A, B, C 和 D 是在输出补偿 OB0 分别为 4 dB, 6 dB, 8 dB 和 10 dB 时的结果。图 16 以和图 15 同样的方式图示了渗漏功率特征。限制电平 V_{clip} 是图 15 中的参数，而输出补偿 OB0 则是图 16 中的参数。根据特征可以理解输出补偿 OB0 越大，则 D/U 越大，并且限制电平 V_{clip} 越小，则 D/U 越大。例如，在补偿 OB0 为 6 dB 的情况下，如果 V_{clip} 被从 3.0 V(没有限制)改变到 2.5 V，则可以把 D/U 提高 3 dB。

(c) 调制精确度特征

尽管可以预计峰值抑制会导致调制精确度下降和出错率特征恶化，但是正如下面所描述的，实际上这些问题不会出现。

图 17 是说明在多路复用三个编码的情况下的限制电平针对调制精确度的特征的特征图。曲线 A, B, C 和 D 是在输出补偿 OBO 分别为 4 dB, 6 dB, 8 dB 和 10 dB 时的结果。调制精确度被定义成如图 18 所示的从一个理想接收信号点 PI 到一个实际接收信号点 PA 的向量误差 VE 的均方根 (mean root square)。更具体地，如果让 V_{ei} ($i=1 \sim N$) 表示通过 N 次测量得到的向量误差，则调制精确度 η 由下述等式：

$$\eta = (\sqrt{\sum |V_{ei}|^2}) \times 100/N(\%)$$

给出。

在允许 10% 的调制精确度的情况下，限制到 $V_{clip}=2.5V$ 是可能的。对应放大器的非线性畸变，如果 V_{clip} 被定成 2.5 V，则在输出补偿 OBO 为 4 dB 的情况下出现最大为 2% 的恶化。当 OBO=4 dB 时在没有限制 ($V_{clip}=3.0V$) 的情况调制精确度没有低于 5% 的原因是，在这里的讨论中用于码片整形的 FIR 滤波器的特征因有限的抽头长度而不具有理想的传输滚降特征。

这样，调制精确度因峰值抑制而恶化。但是，如果允许 10% 的调制精确度，则可以在进行三编码多路复用的情况下限制到 2.5 V，峰值可以得到抑制并且因峰值抑制可以得到上述的效果。

(d) 出错率特征

图 19 是一个说明限制电平针对位出错率的特征的特征图。这里限制电平 V_{clip} 沿着水平轴被标出，而位出错率 BER 则沿着垂直轴被标出。图 19 的特征是在 $E_b/N_0=6.8dB$ 的情况下估测出来的，这里在绝对同步检测的统计特征中给定 $BER=10^{-3}$ ，其中 E_b 表示在扩展之前一个信息位的能量， N_0 表示单位赫兹的热噪声，而 E_b/N_0 等价于 S/N 比。并且，A 表示理想线性放大器的特征，而 B 表示在输出补偿 OBO 为 6 dB 的情况下的特征。

从图 19 可以理解，在扩展比 PG 为 16 并且多路复用三个编码的情况下，出错率特征的严重恶化不会出现在 1.5V 的 V_{clip} 值上。相信这一点的原因是纠正因限制而造成的平均功率下降增加了单位编码的传输功率，从而补偿了因干扰造成的恶化。换言之，由于对输入编码的电平加以控制以保证平均功率恒定，所以其它码片的功率被加大到抑制编码多路复用信

号的规定码片的峰值的程度。尽管一个经过峰值抑制的码片的精确度恶化了，但是可以相信其它码片的精确度被提高了，这样就抵销了精确度的恶化，以致没有产生严重的出错率。

这里已经描述了一种把本发明用于编码多路复用发送器的情况。本发明也可被用于处理移动无线通信中的多个信道的基站，用于多个信道以实现高传输速率的移动站和其它无线通信装置。

由此，根据本发明，通过这样的安排，可以用抑制编码多路复用信号的峰值来减少峰值因子。结果，可以通过这样的安排，使得即使是在输出补偿 OBO 很小的情况下，输出信号的最大功率电平也不会超过 1 dB 的压缩电平。可以改进功率放大器的效率并避免出现频谱的畸变和拉宽。更具体地讲，根据本发明，抑制编码多路复用信号的峰值减少了峰值因子。结果，可以减少获得规定相邻信道泄漏功率特征的功率放大器的输出补偿，并且可以改进功率放大器的效率。

根据本发明，对编码多路复用信号的峰值加以抑制，以便减少了峰值因子。结果，可以有效利用 D/A 转换器的量化位的数量，降低输出频谱的噪声底限(noise floor)并减少所需的 D/A 转换器位数。

由于在不脱离本发明的本质和范围的情况下可以给出许多显然差别很多的有关本发明的实施例，所以，应当理解，除了在所附权利要求书所定义的之外，本发明并不限于这里所提供的具体实施例。

图 1

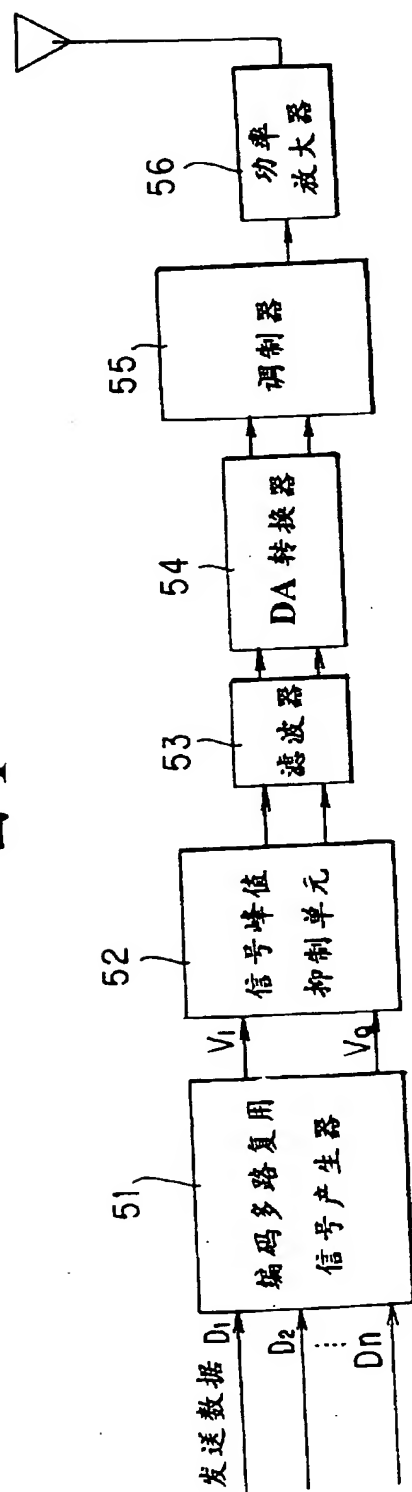


图 2

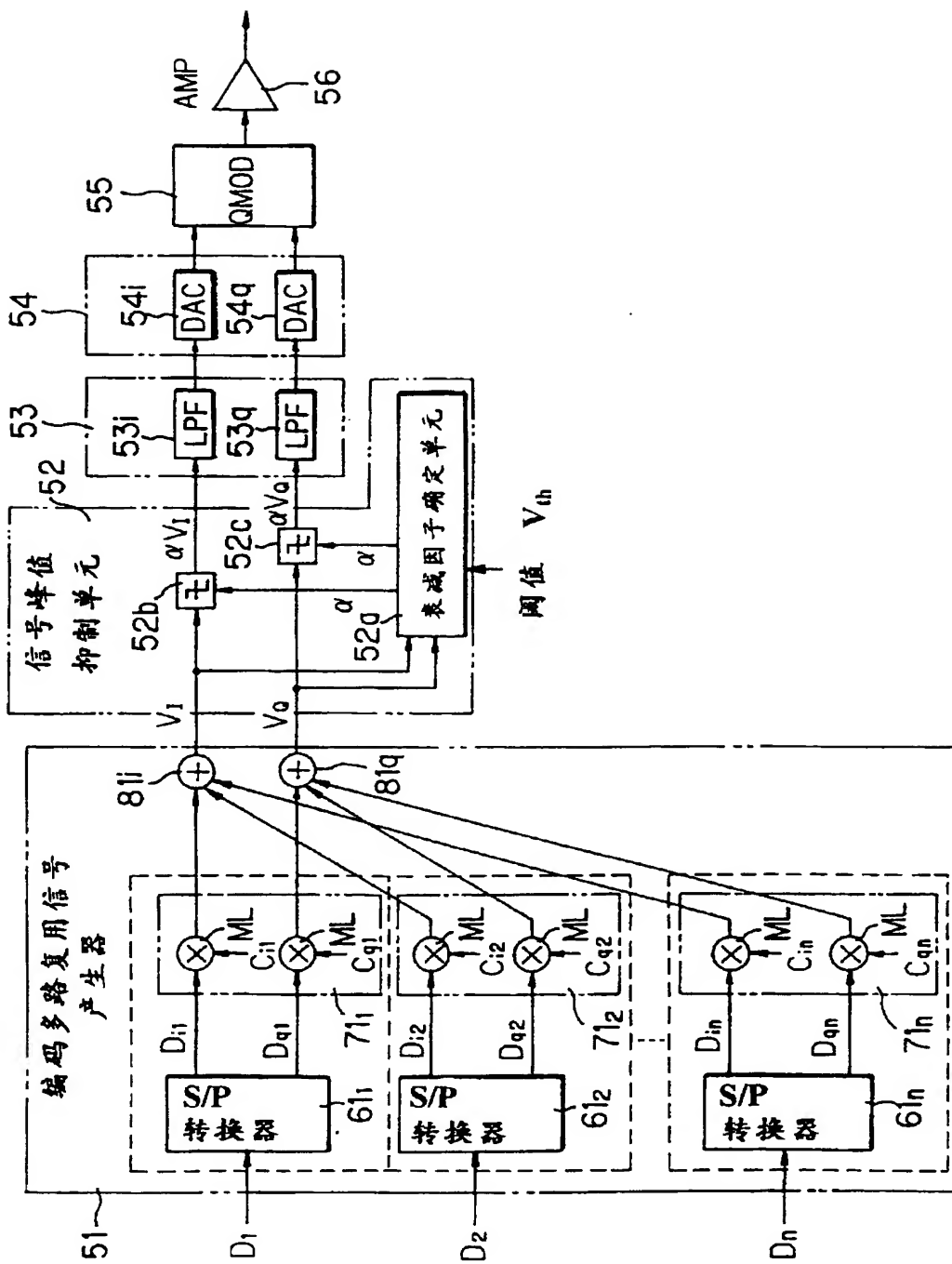


图 3

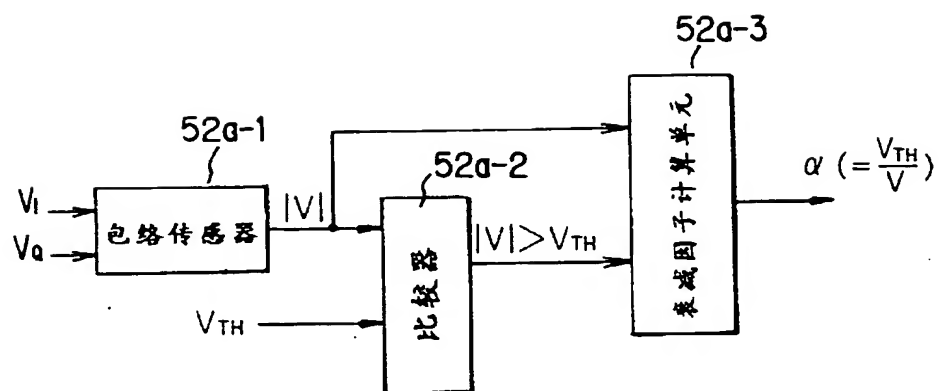


图 4

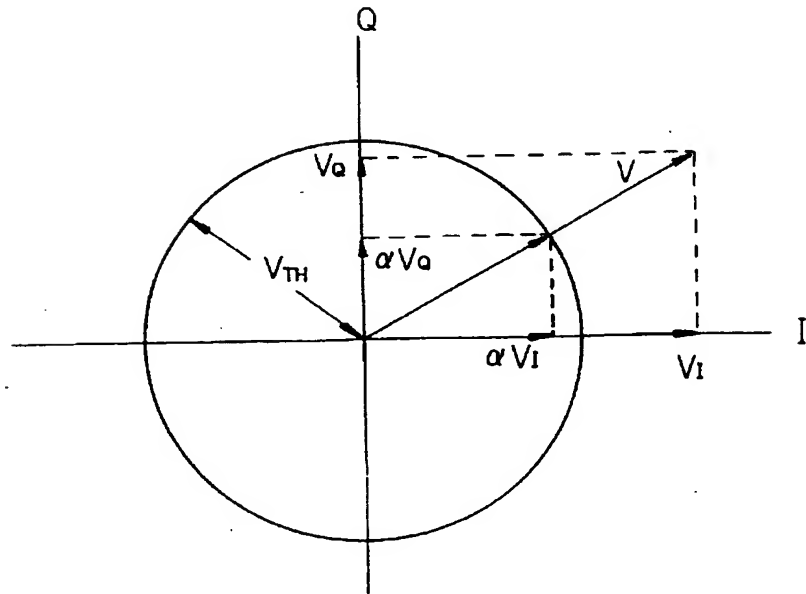


图 5A

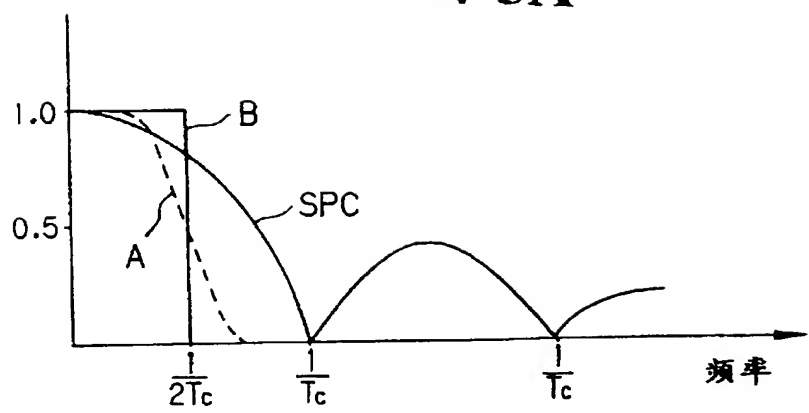


图 5B

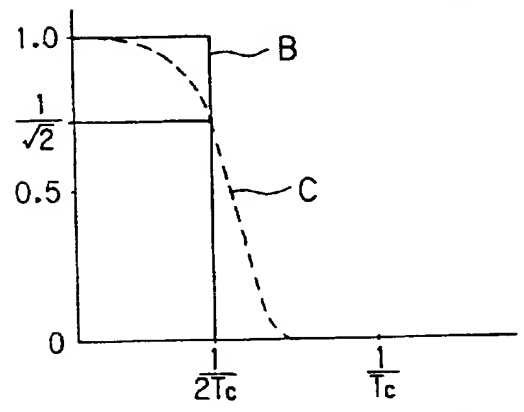
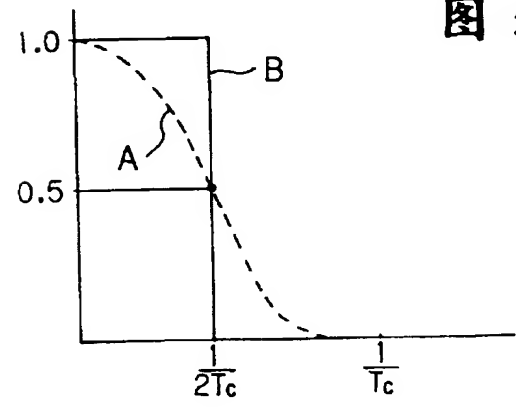


图 5C



四九

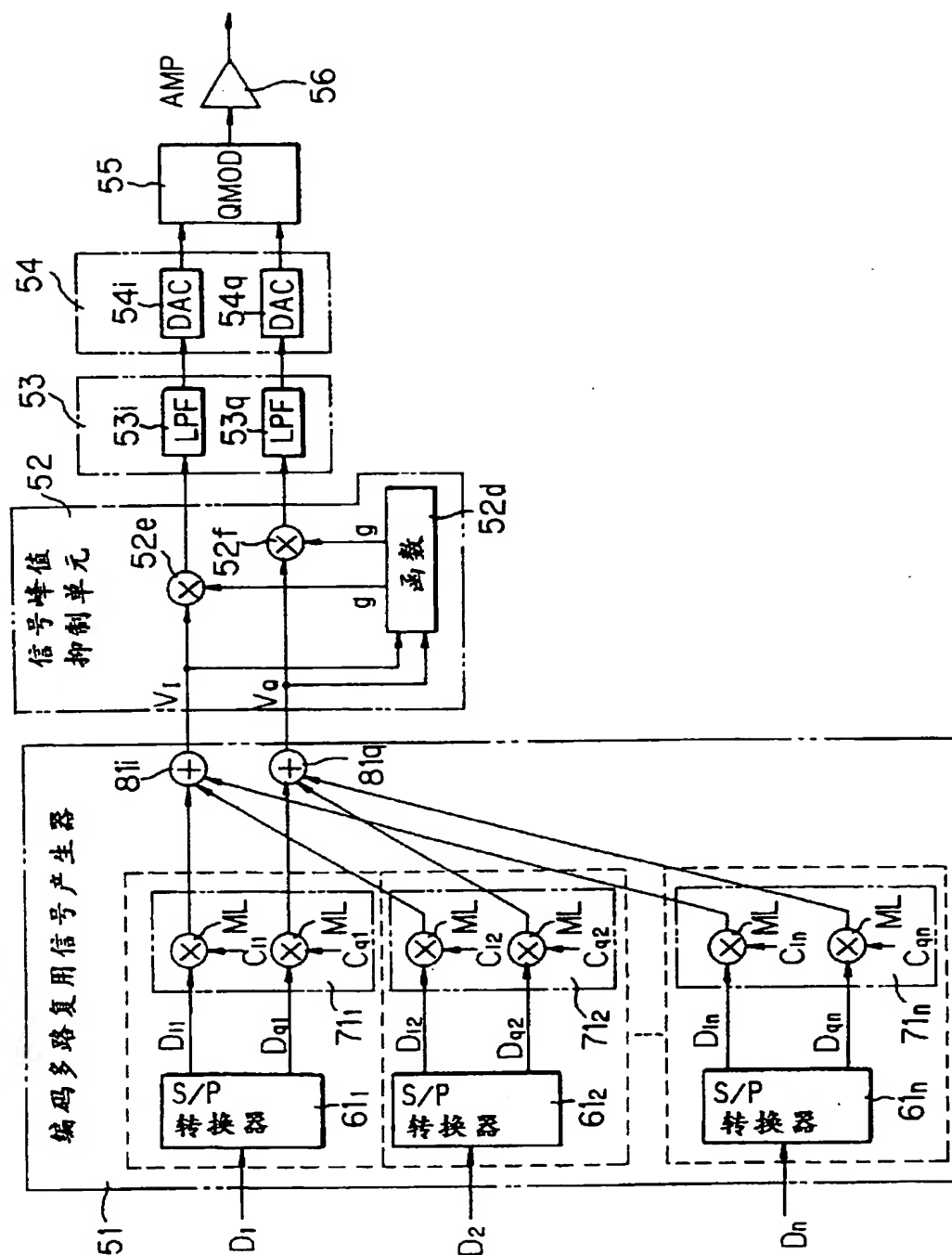


图 7

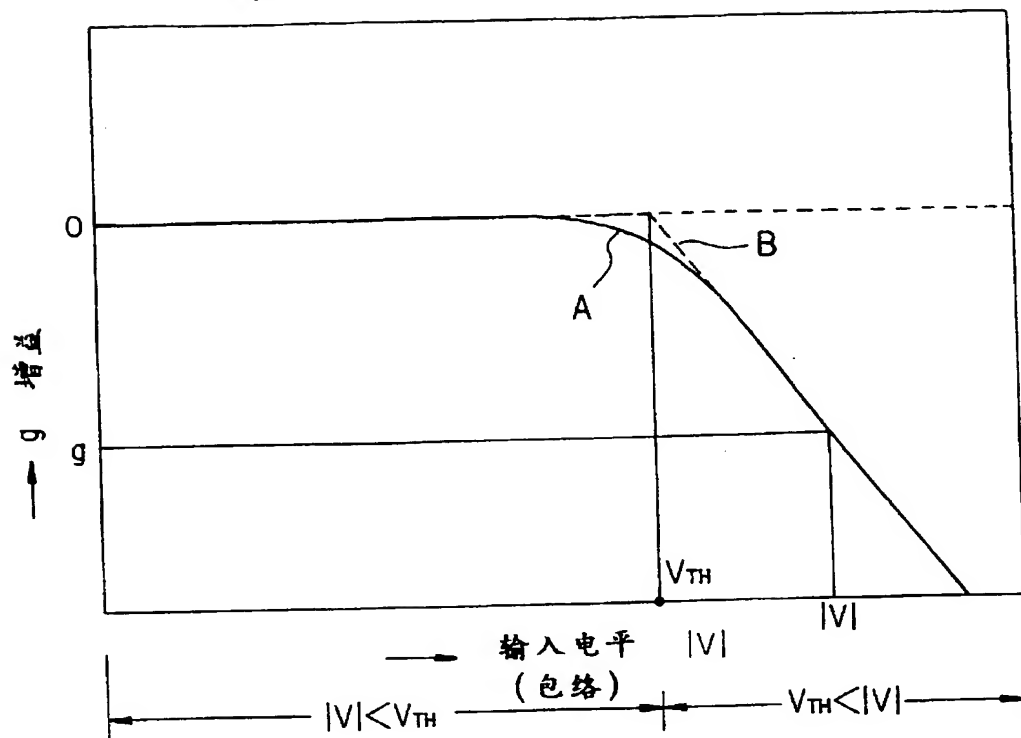


图 8

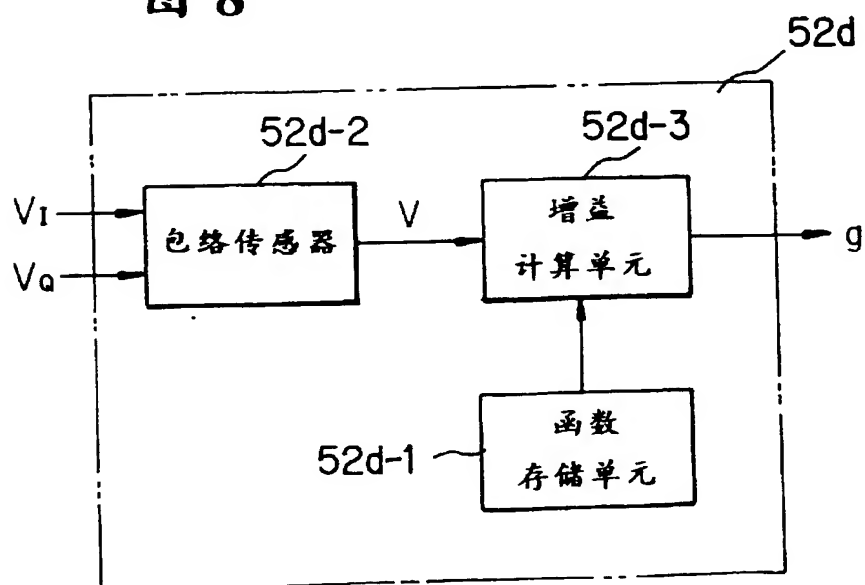


图 9

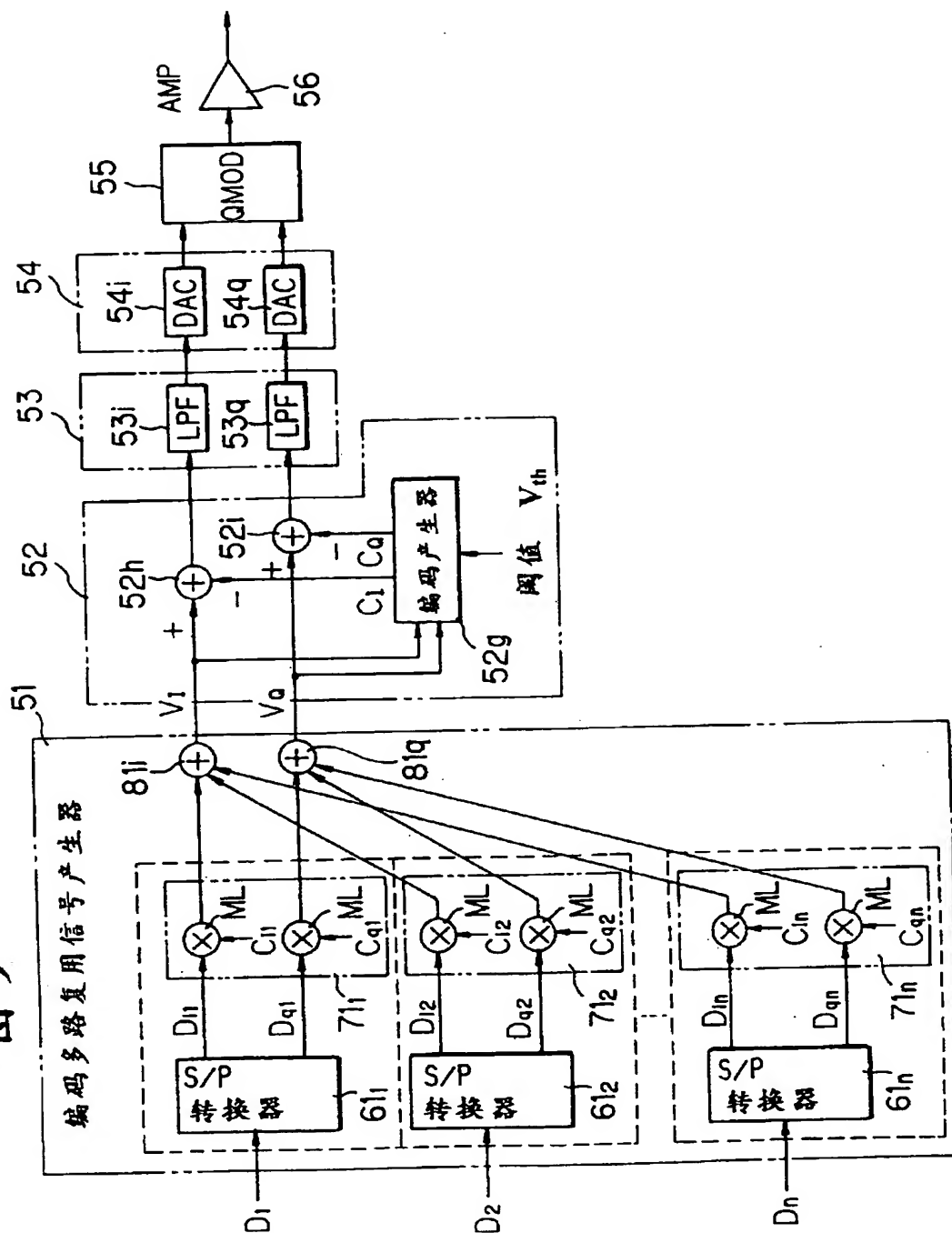


图 10

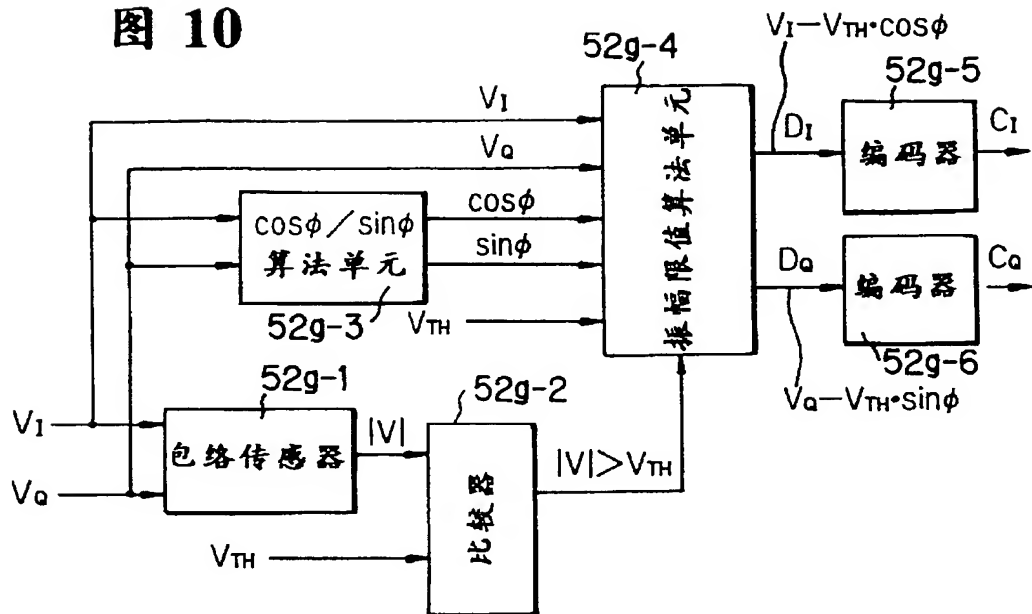
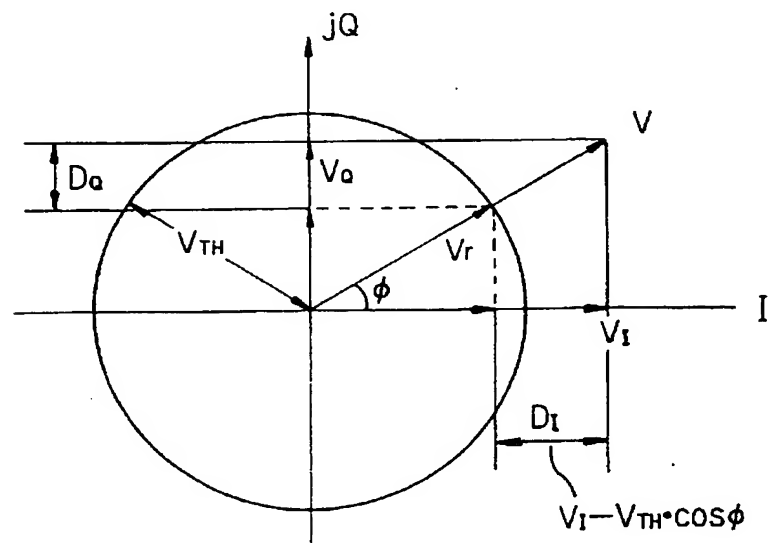
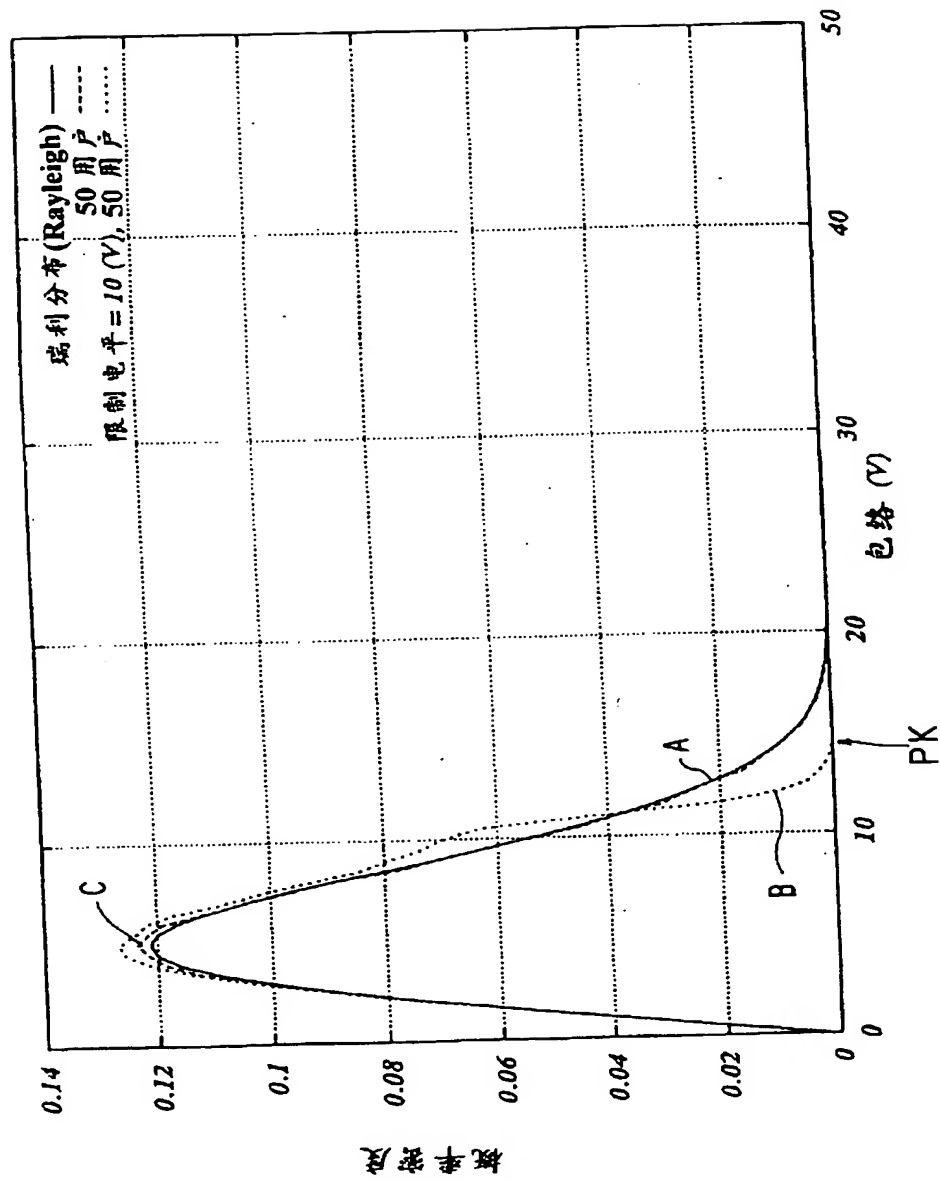


图 11



OF 33

图 12



2070

图 13

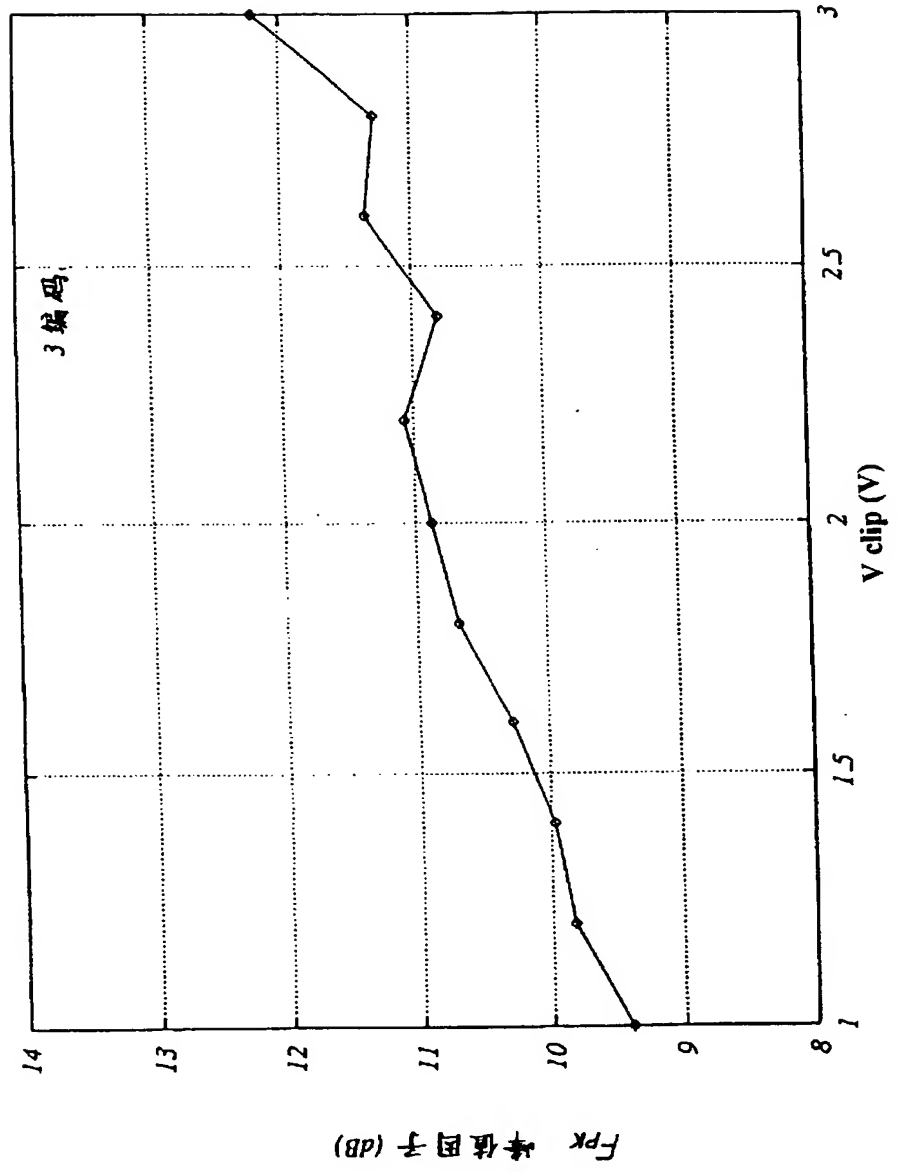


图 14

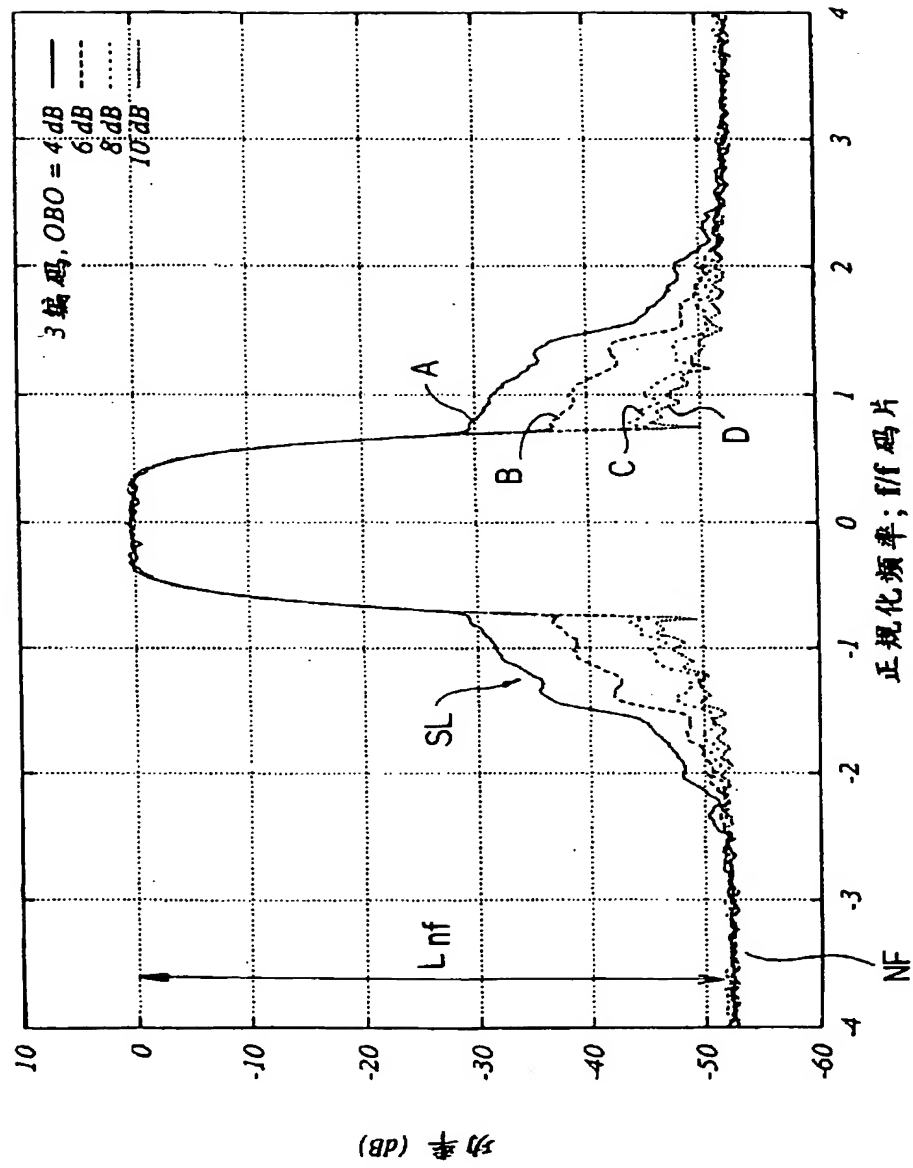


图 15

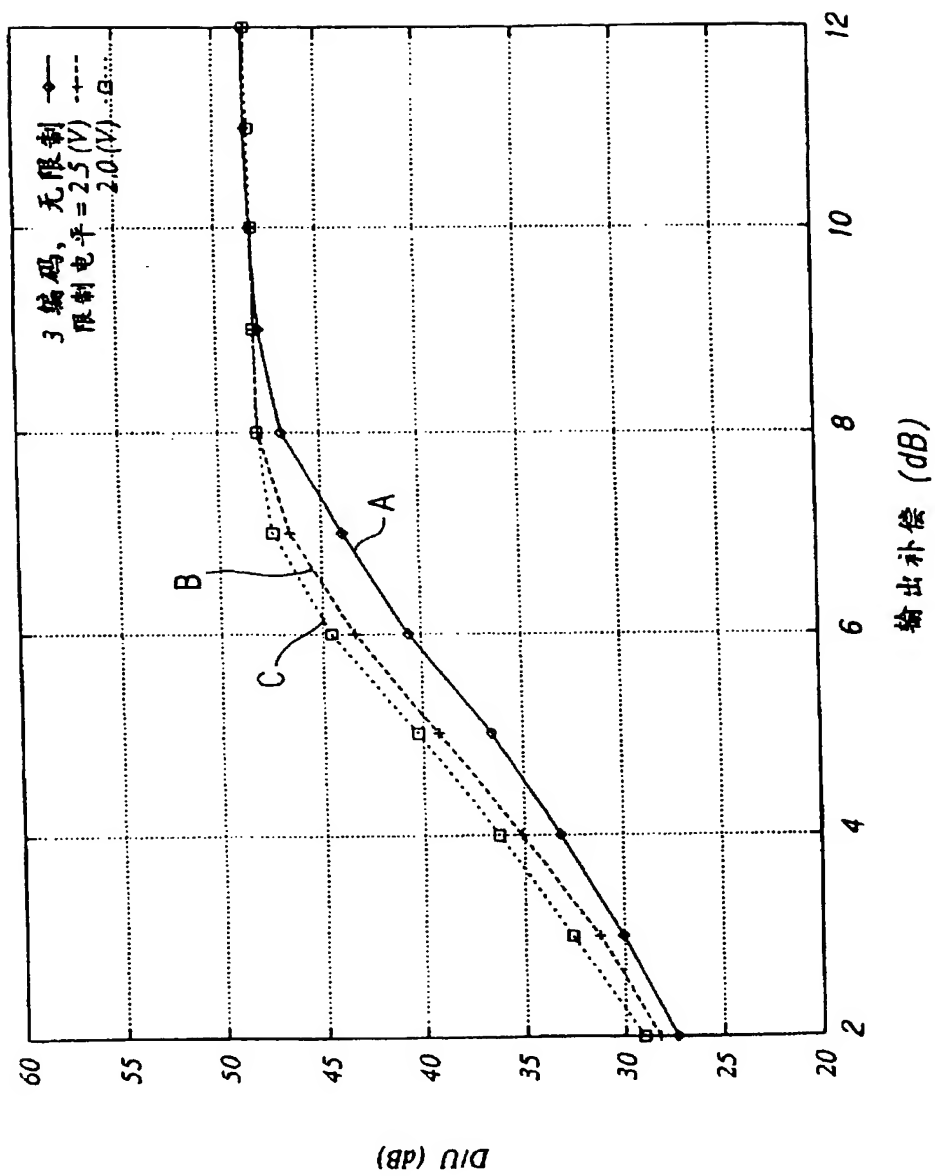


图 16

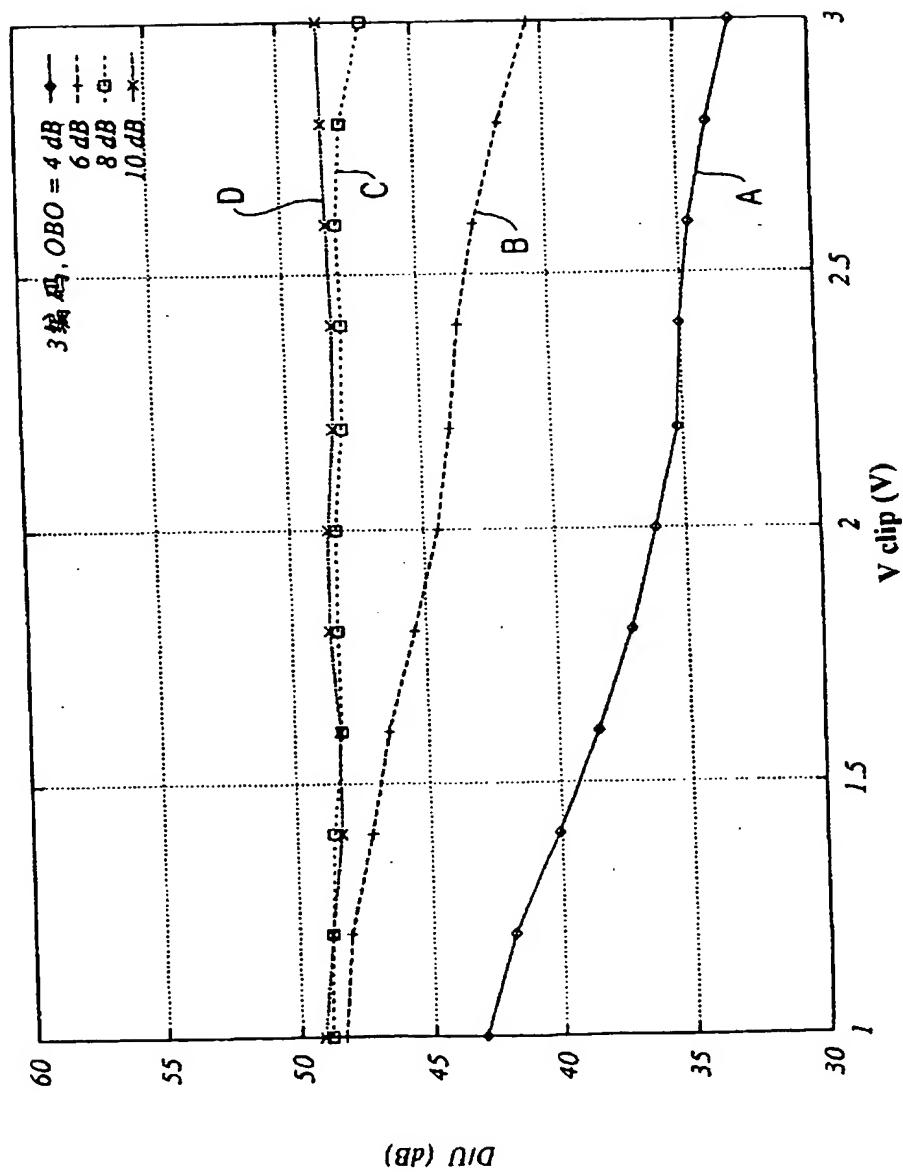


图 17

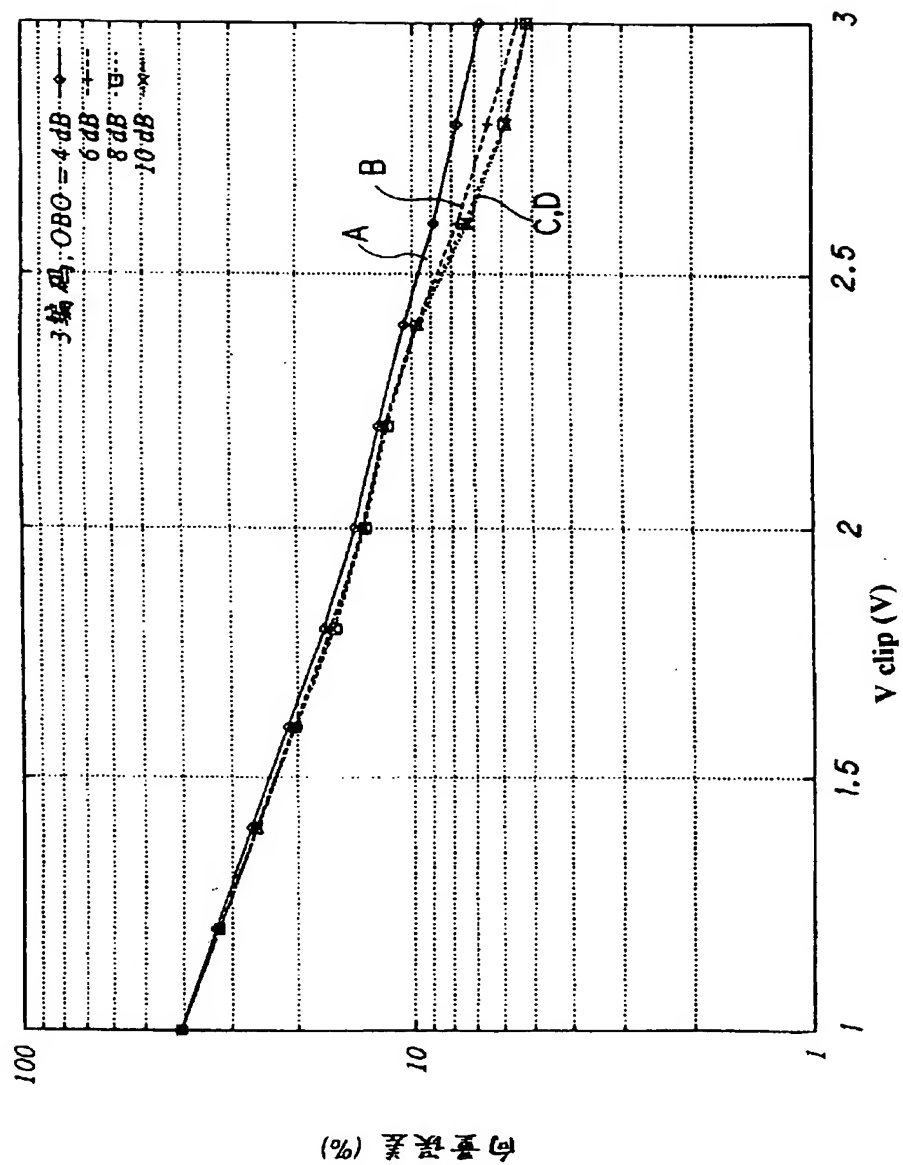


图 18

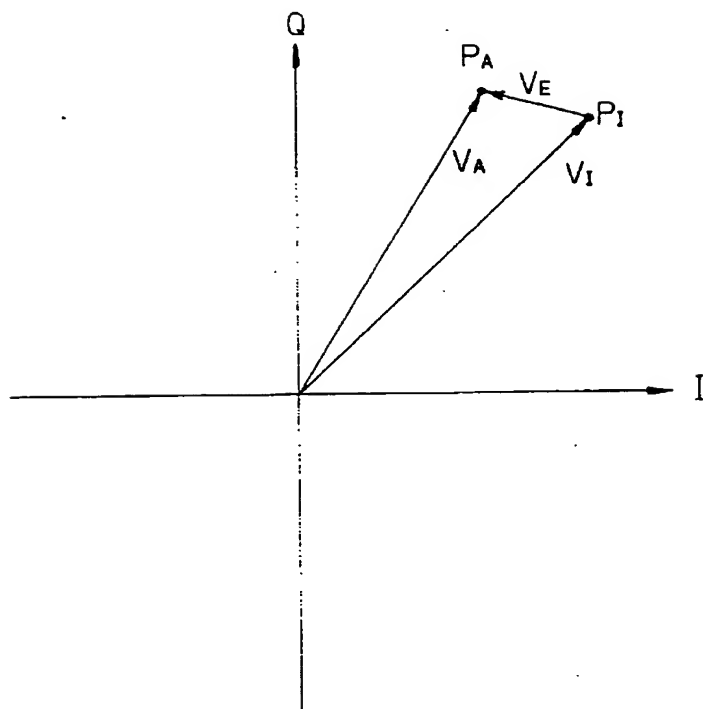


图 19

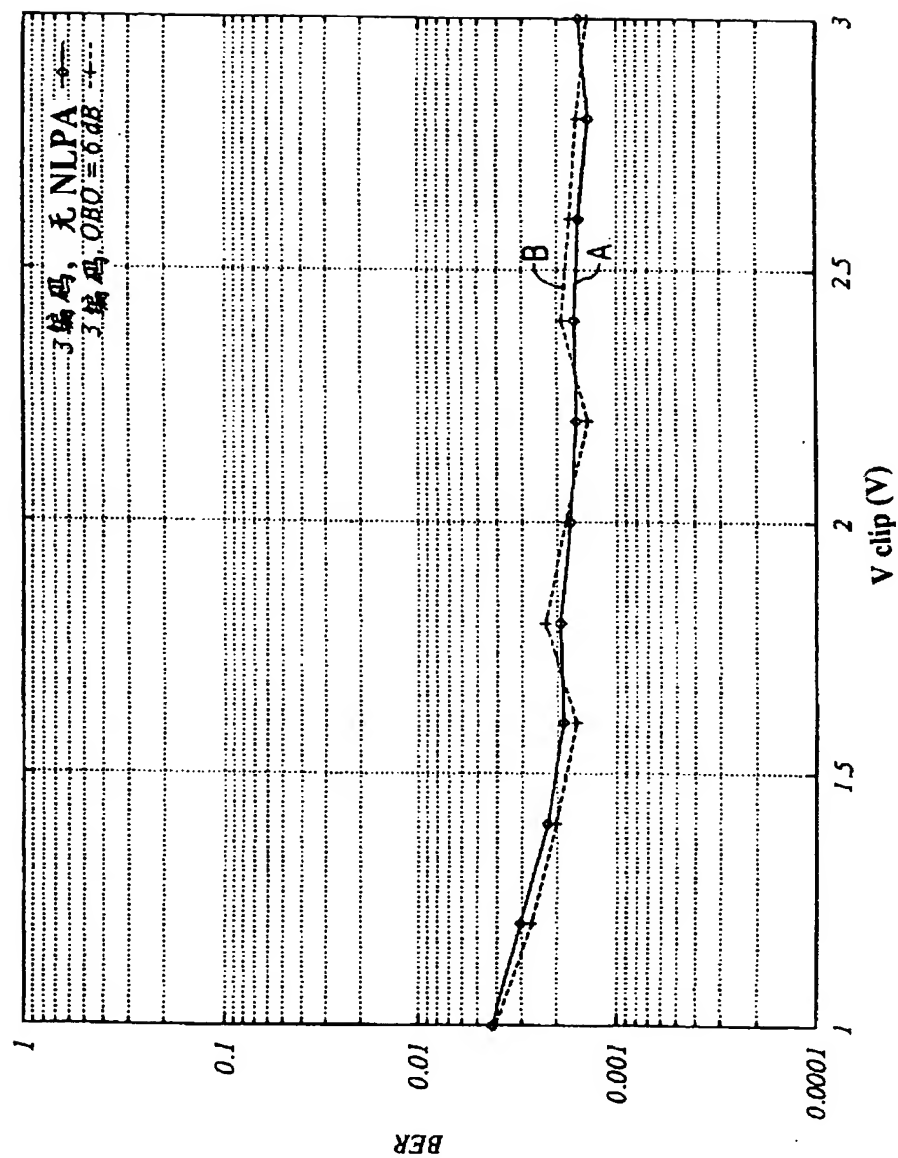


图 20

现有技术

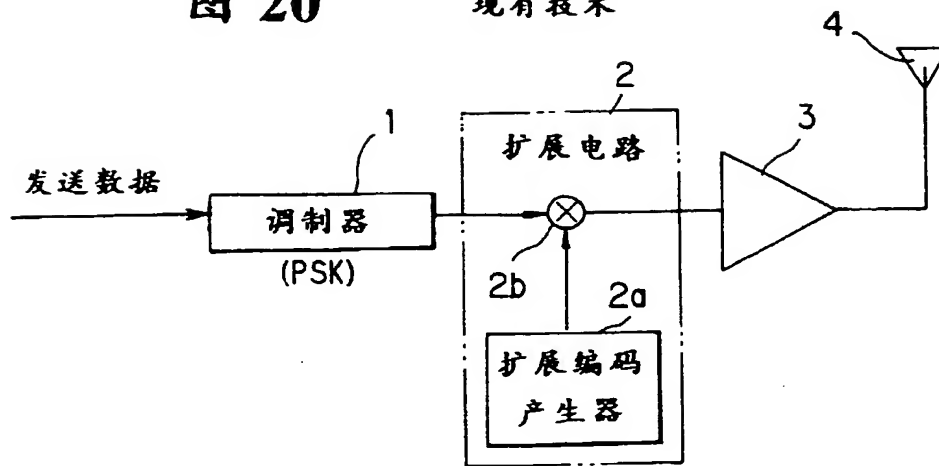


图 21

现有技术

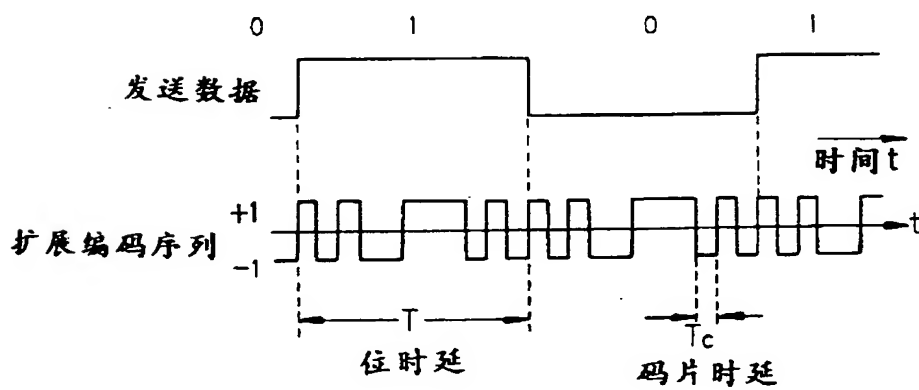


图 22

现有技术

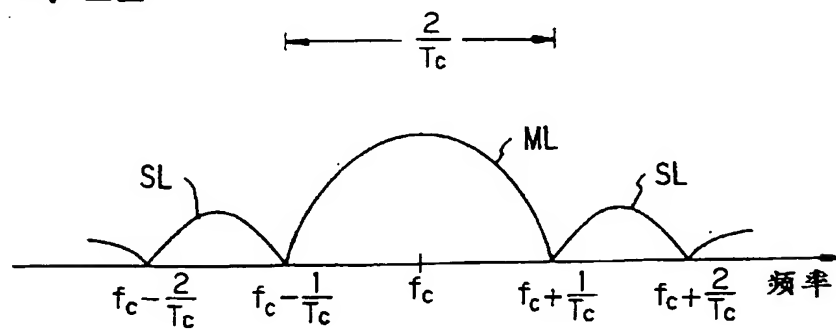


图 23

现有技术

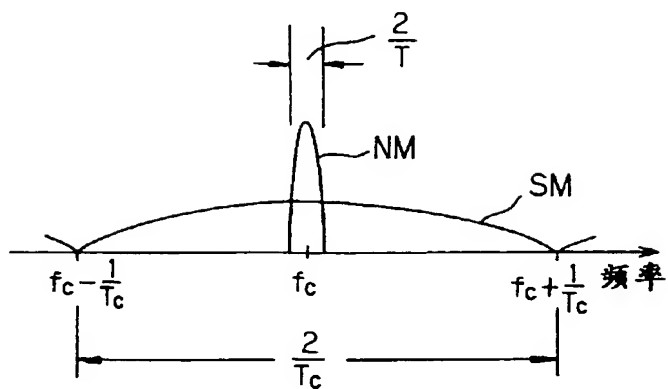


图 24

现有技术

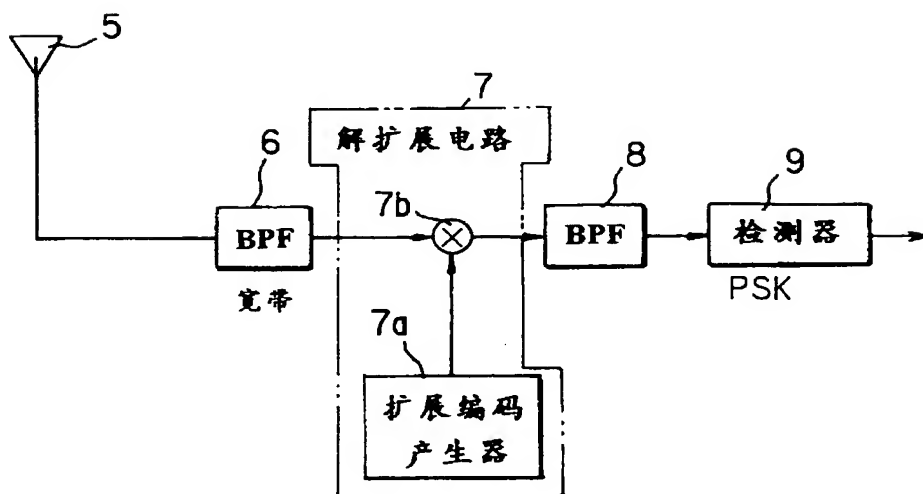


图 25

现有技术

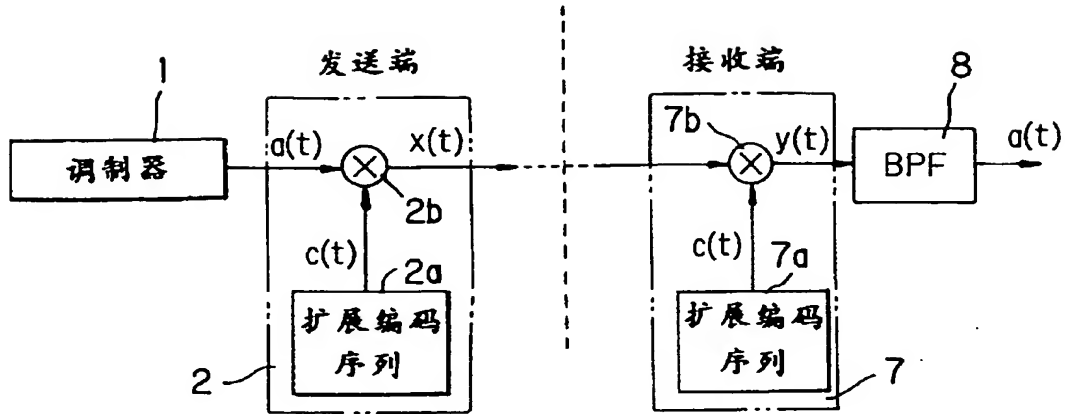


图 26

现有技术

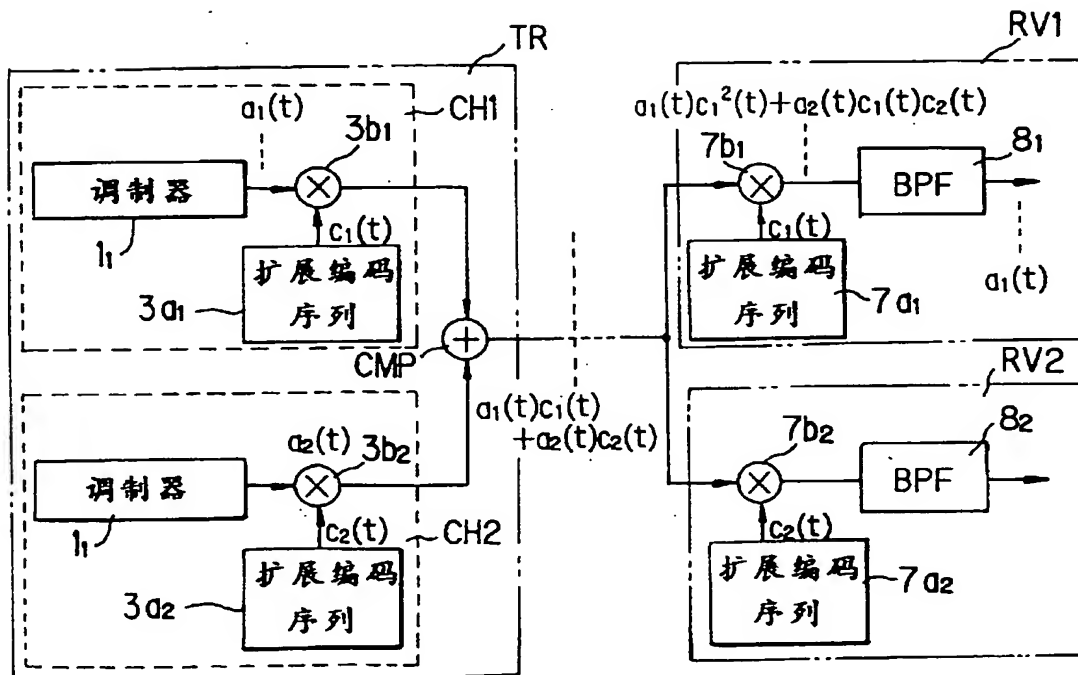


图 27

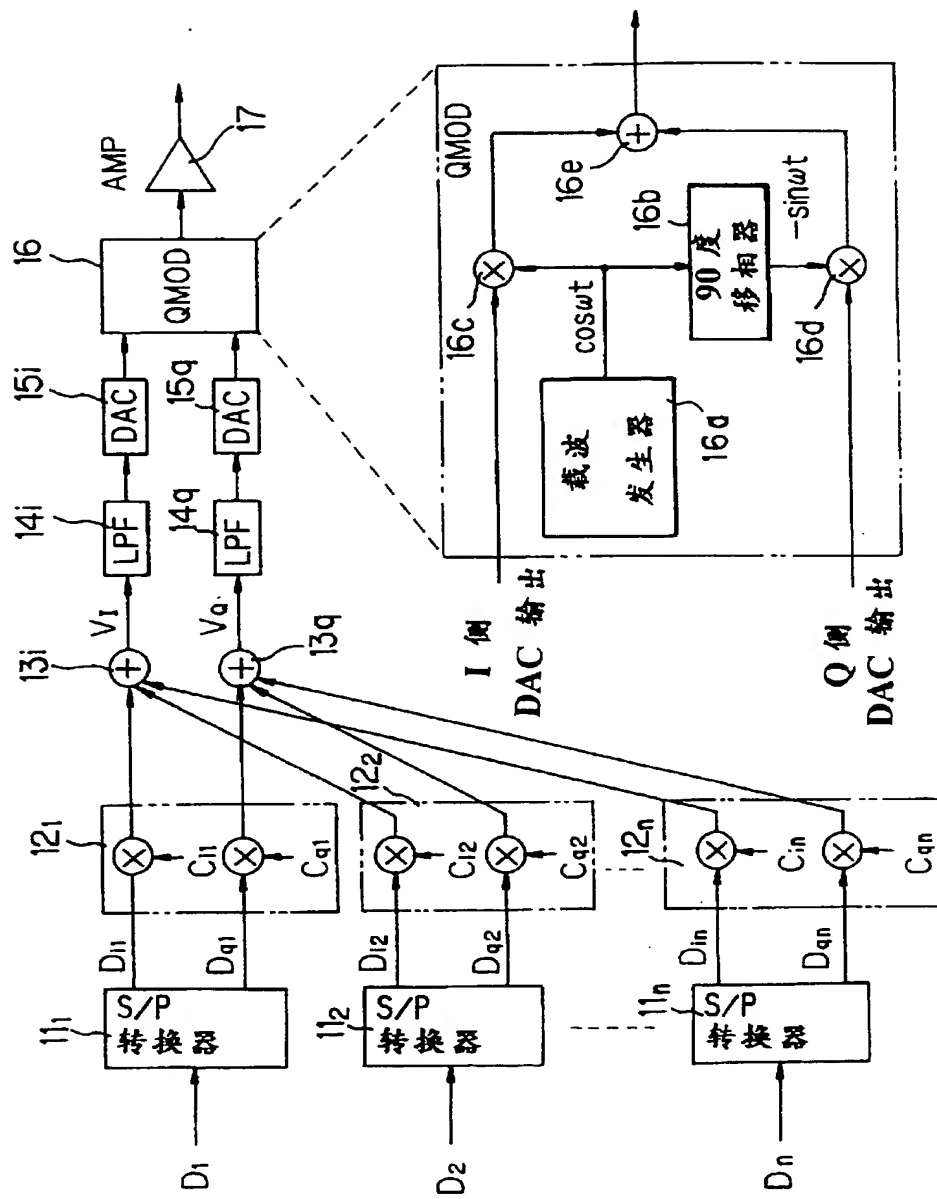


图 28 现有技术

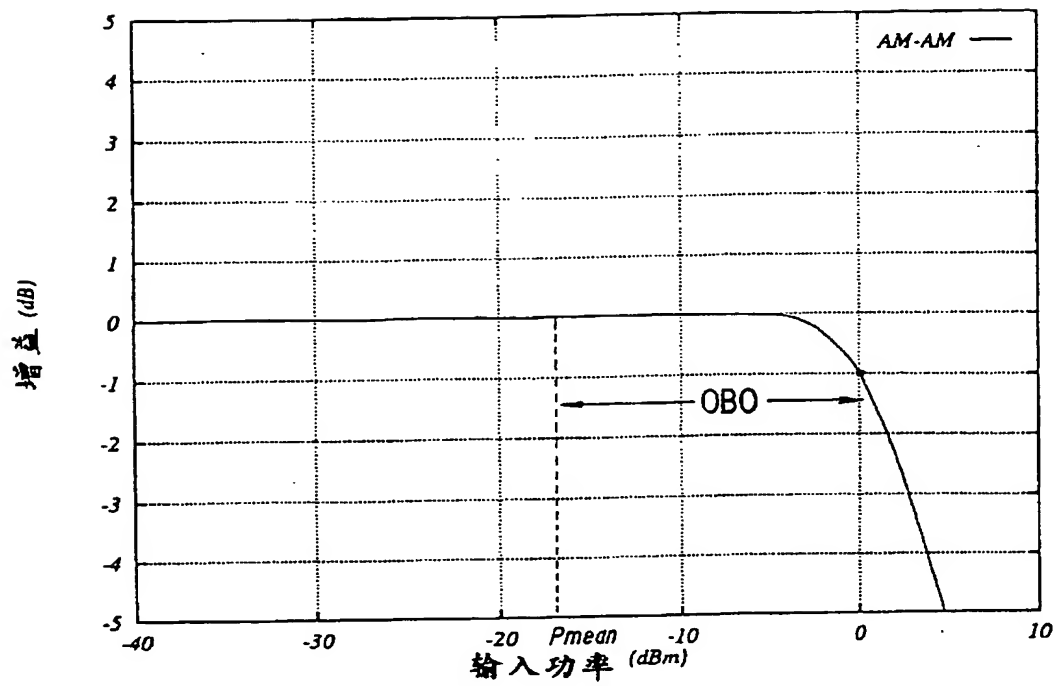
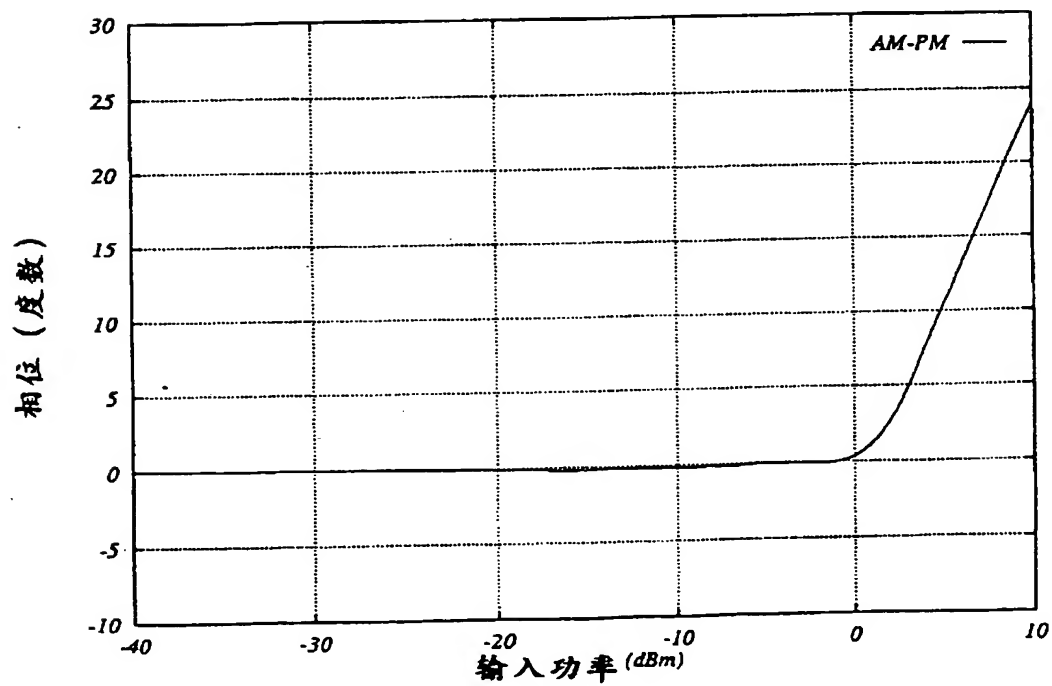


图 29 现有技术



THIS PAGE BLANK (USPTO)